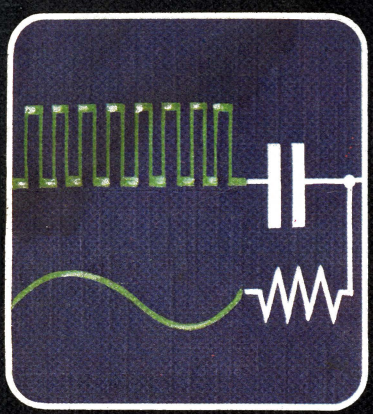
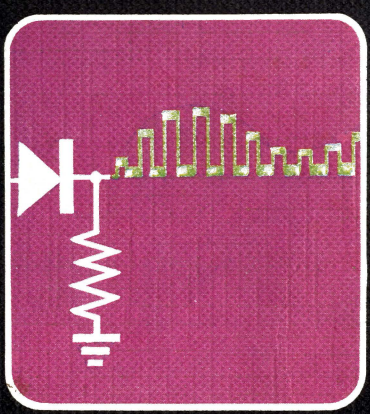
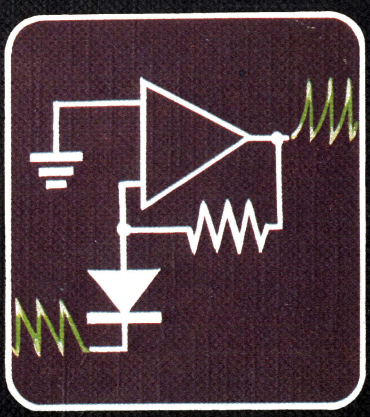
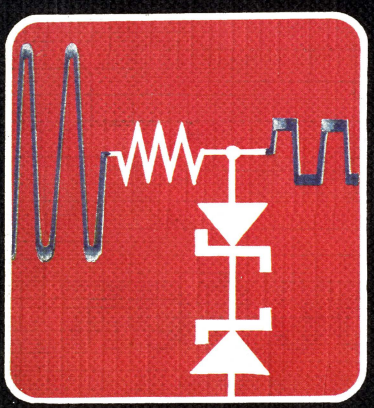
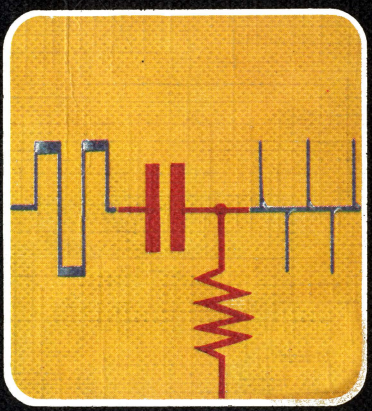
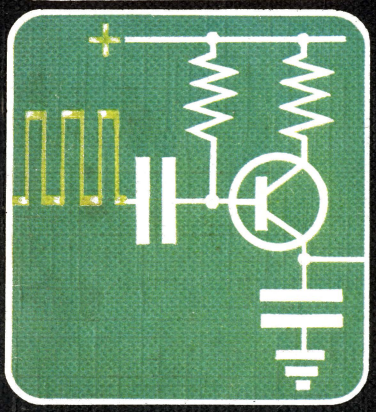
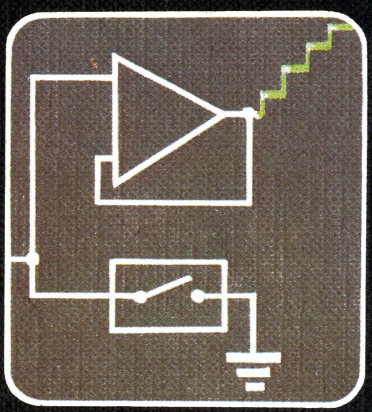
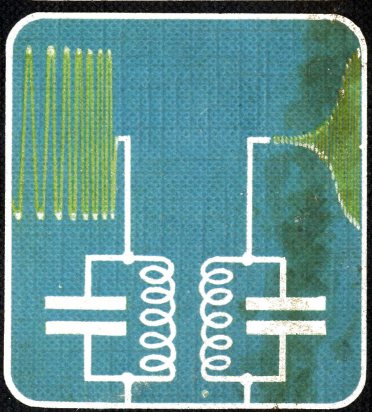
J. P. ŒHMICHEN

SIGNAUX ET CIRCUITS ÉLECTRONIQUES

L'ÉLECTRONIQUE APPLIQUÉE

THÉORIE et PRATIQUE

EDITIONS RADIO

au service de l'électronique d'aujourd'hui

1. électronique professionnelle

électronique actualités

Journal hebdomadaire des cadres de l'industrie électronique

Electronique & applications industrielles

Revue technique bimensuelle d'applications industrielles de l'électronique

Toute l'Electronique

Revue mensuelle des ingénieurs et techniciens de l'électronique

automatique & informatique industrielles

Revue mensuelle des techniques et applications industrielles de l'automatisation

2. électronique grand public

électronique pour vous

Hifi

Magazine

Le magazine qui fait autorité par la valeur de ses études.

la nouvelle

REVUE DU SON

DES IDEES ■ DES NOUVEAUTES ■ TOUS LES PRIX

La revue du véritable audiophile.

9, rue Jacob - 75006 PARIS

AUTRES OUVRAGES DU MÊME AUTEUR AUX ÉDITIONS RADIO

- Emploi rationnel des transistors
- Emploi rationnel des circuits intégrés
- Technologie des circuits imprimés
- Transistors à effet de champ

COLLECTION

LES MEILLEURS SCHÉMAS D'APPLICATIONS

SIGNAUX ET CIRCUITS ÉLECTRONIQUES

L'ÉLECTRONIQUE APPLIQUÉE

THÉORIE et PRATIQUE

J.-P. ŒHMICHEN

Editions Radio
9, RUE JACOB - 75006 PARIS
TEL. 329.63.70 - C.C.P. 1164-34 PARIS

Imprimé en France
Imprimerie Berger-Levrault, Nancy

Dépôt légal : 4e trimestre 1979
Éditeur n° 784 - Imprimeur : 778031
I.S.B.N. 2 7091 0784 8

© Éditions Radio,
Paris, 1979

Introduction

Nous préciserons tout d'abord le but de ce livre.

Quand on utilise les dispositifs actifs de l'électronique, c'est dans le but de réaliser des « fonctions ». Ces fonctions sont, par exemple, l'oscillation, le comptage, l'amplification...

Comme il est logique de bien connaître les dispositifs pour les utiliser efficacement dans la réalisation de ces fonctions, de nombreux ouvrages commencent par étudier les transistors, les circuits intégrés, et autres éléments actifs, pour utiliser leurs propriétés en vue de réaliser des fonctions.

De très nombreux ouvrages ont été écrits sur ce plan. L'auteur a, pour sa part, écrit plusieurs livres bâtis sur ce type de construction.

Notre but, dans l'ouvrage qui va suivre, est différent. Il s'agit, en effet, de partir de la fonction que l'on veut obtenir pour arriver à sa réalisation, en précisant le type de montage que l'on emploiera et les dispositifs utilisables.

Bien entendu, il nous sera indispensable, à propos de ces dispositifs, de donner quelques détails sur leur fonctionnement et sur leurs caractéristiques. Nous le ferons cependant brièvement, pour ne pas faire double emploi avec les ouvrages qui ont adopté la présentation partant des dispositifs et allant vers les fonctions.

Comme il s'agit, avant tout, de donner au réalisateur un outil pratique, nous nous attacherons à décrire des montages entièrement réalisables, et à donner des exemples numériques, avec les valeurs des composants passifs, et, si possible, le moyen de calculer ces derniers dans le but d'une modification des performances.

Nous indiquerons aussi à titre d'exemple *certains noms de semi-conducteurs pouvant être utilisés dans ces réalisations.*

Dans ce dernier domaine, nous nous montrerons relativement prudent, car rien ne se périme plus vite que le dispositif le plus performant : l'amplificateur opérationnel qui a aujourd'hui des performances extraordinaires deviendra demain le vieux modèle, le « son et lumière ».

Il en va de même pour de très nombreux dispositifs actifs. C'est pourquoi nous donnerons la préférence à un repère de ces dispositifs par leurs performances minimales : plutôt que d'indiquer (et surtout de recommander) l'emploi du transistor BC 347, nous dirons :

T_3 est un transistor NPN qui doit avoir un gain supérieur à 150 pour $I_C = 2$ mA et doit avoir un $V_{CEO} \geqslant 20$ V.

Le réalisateur trouvera probablement des centaines (si ce n'est plusieurs milliers) de types « différents » de transistors satisfaisant ces exigeances. Il en trouvera cer-

tainement des types économiques, ou qu'il possède en stock, sans se sentir nullement obligé d'utiliser « impérativement » le 2 N 23693 (et encore, pas n'importe lequel, uniquement celui de la Interstellar Transistor Corporation and C°).

Il s'agit à peine d'une caricature; nous avons vu d'innombrables réalisateurs abandonner un montage car ils n'arrivaient pas à se procurer le transistor « indispensable » (selon l'auteur...) pour le fonctionnement du montage, alors qu'ils auraient pu lui substituer des centaines de modèles économiques, facilement disponibles, qui l'auraient avantageusement remplacé.

Les « fonctions » que nous aurons à réaliser avec les dispositifs actifs portent principalement sur trois catégories :

a) *la production des signaux;*
b) *la transformation des signaux;*
c) *la recherche de la nature et de la qualité des signaux (autrement dit leur identification et leur mesure).*

Avant tout il importe de bien définir ce dont nous allons parler.

C'est pourquoi nous commencerons par tenter de préciser ce qu'est un signal.

Nous appellerons « signal » (pris dans le sens électronique du terme), une variation au cours du temps de la tension entre deux points et/ou du courant dans un conducteur, ces variations ayant une signification.

C'est ainsi que, par exemple, la tension de sortie issue du microphone dans lequel l'auteur parle en ce moment est un signal : sa variation a, en effet, une signification, puisqu'elle véhicule le message basse fréquence.

De même, les « tops » issus d'un capteur permettant de repérer la rotation d'un axe sont aussi des signaux, car il s'agit là de variations de tension, généralement en « tout ou rien », permettant de connaître la vitesse d'un axe.

Dans les deux exemples ci-dessus, les signaux ne sont pas fabriqués par des systèmes électroniques, mais par des capteurs (microphone ou détecteur de trous sur un disque tournant). Dans la plus grande partie des cas que nous envisagerons par la suite, les signaux seront engendrés par des montages électroniques.

Parmi les types de signaux que nous pourrons rencontrer le plus fréquemment, nous verrons tout d'abord... un signal qui n'en est pas vraiment un. Il s'agit, en effet, de la tension continue, qu'elle serve pour les alimentations ou pour les références dans les montages. Bien qu'il s'agisse d'un « signal » qu'une simple pile pourrait fournir, nous le traiterons cependant comme résultant d'une génération par des dispositifs électroniques.

Un signal qui garde une valeur constante, a *pendant un temps* t, *puis passe brusquement à une autre valeur constante,* b, *différente de la première, pendant un temps égal, lui aussi à* t... *et ainsi de suite, s'appelle « signal carré » (on le nomme aussi « signal rectangulaire symétrique »). Nous verrons comment on produit ces signaux carrés, ainsi que les signaux rectangulaires dissymétriques, dans lesquels la tension ne demeure pas pendant des temps égaux à la valeur haute et à la valeur basse.*

Puisqu'on les produit souvent à partir des signaux rectangulaires ou carrés, nous étudierons ensuite les tops et les dents de scie, même si ces dernières sont produites par des moyens tout à fait différents, mais donnant des résultats analogues.

Assez paradoxalement, c'est seulement après ces deux études que nous aborderons celle des signaux sinusoïdaux, à fréquence basse ou moyenne (en dessous de 1 MHz) car il est fréquent que ces signaux soient produits par des moyens qui n'ont plus rien de commun avec les oscillateurs utilisés autrefois.

Nous passerons alors à l'étude des signaux sinusoïdaux de fréquences plus élevées, qu'il est souvent plus facile de produire par les moyens traditionnels utilisant des oscillateurs à circuits résonnants.

Enfin, dans un paragraphe « fourre-tout », nous parlerons des signaux que l'on peut obtenir par composition des précédents, c'est-à-dire en les additionnant, en utilisant l'un d'entre eux pour moduler l'autre en amplitude, en fréquence, etc.

La deuxième partie de l'ouvrage sera consacrée à la transformation des signaux.

Le premier type de transformation qu'on peut leur faire subir est évidemment l'amplification : il s'agit, à partir d'un signal donné, d'en obtenir un autre, très semblable au précédent, par une multiplication de la tension, ou du courant, ou des deux, par une constante. A propos de ces amplificateurs, nous insisterons particulièrement sur la détermination des valeurs des composants utilisés pour les obtenir.

L'amplification est une transformation linéaire. Nous passerons donc ensuite au cas des transformations non linéaires : il s'agira par exemple des lois logarithmiques, des lois quadratiques, en racine carrée, en exponentielle...

Dans toutes ces transformations non linéaires, nous ne procédons pas à un écrêtage du signal, et c'est l'étude de cet écrêtage qui constituera le paragraphe suivant. L'écrêtage est, en effet, l'échelon fondamental dans le passage des signaux analogiques aux signaux logiques.

Il reste à étudier l'échantillonnage, c'est-à-dire la technique qui permet de garder en mémoire la valeur d'un signal à un instant donné.

En ce qui concerne la technique des impulsions, il est fréquent d'avoir à diviser ou à multiplier une fréquence, ce sera le but de l'étude exposée au paragraphe suivant.

Il reste à envisager différentes « conversions ». D'abord, celle d'un courant en une tension (qui n'est pas aussi évidente qu'on le croit généralement) ou celle d'une tension en un courant.

On peut avoir à effectuer des conversions d'une fréquence en une tension ou réciproquement, et nous décrirons les principales méthodes utilisées.

En utilisant les techniques ci-dessus il est possible de faire des convertisseurs analogiques-numériques ou des convertisseurs réciproques.

En abordant la troisième partie, nous chercherons à déterminer la nature et la qualité d'un signal d'après ses paramètres représentatifs (amplitude, fréquence, durée, forme d'onde). Nous étudierons donc les moyens utilisés pour déterminer l'amplitude du signal, pour étudier sa forme d'onde et pour mesurer sa durée.

Un signal peut présenter des caractéristiques particulières, comme une modulation, ou un certain contenu harmonique, ou la présence d'un code particulier. Il faudra donc connaître les méthodes utilisées pour savoir quelles sont ces caractéristiques particulières.

Le plan adopté pour le présent livre est pratiquement le même que celui que l'auteur avait utilisé il y a 25 ans pour son premier livre. Heureusement, le contenu n'a plus aucun rapport avec celui de ce premier ouvrage : l'électronique a tellement changé que ce qui était à la pointe du progrès en 1952 est maintenant recherché par certains amateurs d'antiquités.

Dans l'ensemble, l'auteur est loin de s'en plaindre : quand on peut réaliser avec un seul circuit intégré, qui fonctionne à coup sûr, ce qui exigeait des centaines ou des milliers de composants pour un résultat aléatoire, le rôle du concepteur de circuits devient véritablement passionnant.

J.-P. ŒHMICHEN

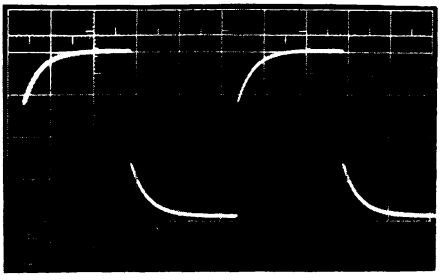


Photo 1. — Oscillogramme relevé avec une sonde sous-compensée, en examinant le générateur de « calibration » de l'oscilloscope. Le signal est de 20 V cr/cr, 1 kHz, la forme d'onde correspond à la figure 16-23 (b).

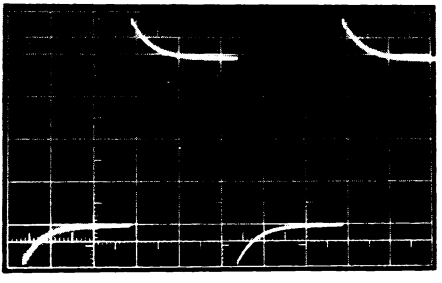


Photo 2. — Si la sonde est surcompensée, passant trop les transitions, on obtient alors cette forme d'onde, correspondant au cas de la figure 16-23 (c).

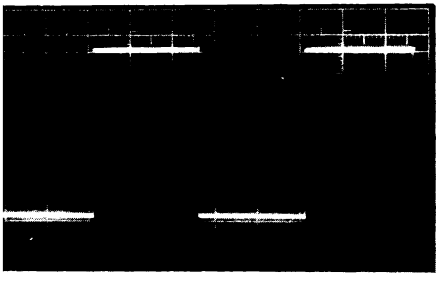


Photo 3. — Une fois la sonde réglée, on observe alors un signal parfaitement rectangulaire (5 V/carré, 200 μs/carré).

PREMIÈRE PARTIE

GÉNÉRATION DES SIGNAUX

CHAPITRE 1

Tensions et courants continus

1-1. — PILES ET ACCUMULATEURS

La plupart des montages électroniques nécessitent, pour leur alimentation, des tensions continues. On peut, évidemment, utiliser dans ce but des piles ou des accumulateurs. Ce n'est d'ailleurs pas une solution à mépriser systématiquement.

Il est bien évident que, du point de vue du rendement, le prix du kilowatt-heure fourni par une pile est compris entre 2 000 et 50 000 fois celui du même kilowatt-heure fourni par Électricité de France. Cette considération devrait nous amener à conclure que la pile est à prohiber totalement, sauf si l'on exige une source portative.

Mais il ne faut pas négliger non plus le fait que la réalisation d'une alimentation pour un montage peut être relativement plus coûteuse que la totalité des piles que l'on emploiera dans la vie de ce montage.

Il faut toutefois se méfier, dans l'utilisation des piles, des suintements corrosifs qui peuvent se produire vers la fin de leur durée d'utilisation.

Les modèles « étanches » retardent tout simplement ces suintements, mais ne les suppriment pas, si l'on n'a pas pris la précaution de retirer les piles quand on laisse l'appareil longtemps hors service, surtout après un début d'utilisation.

Contrairement à une idée généralement reçue, les piles sont légèrement rechargeables, à l'instar des accumulateurs. Il ne faudrait toutefois pas traiter ces dernières comme de véritables accumulateurs : un épuisement trop poussé d'une pile ne permet aucune régénération par recharge. A l'opposé, si l'on fait attention de fournir, à titre de recharge, une quantité d'électricité voisine de celle qui a été consommée (en ne dépassant pas le 1/10 ou éventuellement le 1/4 de la capacité maximale de la pile), on peut compter sur une prolongation de la durée de vie qui atteint 50 % voire même 200 % (on triple la durée d'utilisation).

On pense, bien entendu, à l'emploi des accumulateurs, en particulier au modèle cadmium-nickel.

Une étude économique simple montre que cet emploi n'est rentable, compte tenu du prix élevé de ces éléments et du prix du chargeur, que si l'on envisage de recharger lesdits accumulateurs plus de 30 ou 40 fois.

Il faut porter à l'actif des piles une propriété intéressante : permettre un isolement total par rapport au secteur alternatif. C'est ainsi que certains voltmètres électroniques à faible consommation donnent, quand ils sont alimentés par des piles, des résultats qu'il est pratiquement impossible d'obtenir avec une alimentation utilisant le secteur.

Il ne faut pas oublier non plus que l'état de fatigue d'une pile ne se traduit pas, contrairement à ce que beaucoup de gens pensent, par une diminution de la force électromotrice. L'usure de l'électrolyte, surtout du dépolarisant, se traduit essentiellement par une augmentation de la *résistance interne*.

C'est ainsi qu'une pile de 1,5 V, type grosse torche, a, quand elle est neuve, une résistance interne voisine de 0,3 Ω. Quand elle arrive en fin de vie, sa force électromotrice est toujours très proche de 1,5 V, mais sa résistance interne monte à plus de 2 Ω, rendant impossible l'obtention de courants importants.

Il y a un dernier point sur lequel on peut insister, à propos des piles utilisées comme source d'alimentation pour les montages électroniques. Il s'agit du courant maximal qu'elles peuvent délivrer.

Avec une pile de 4,5 V neuve, le courant de court-circuit dépasse facilement 3 A. Donc, si l'on branche intempestivement le + de la pile sur la base d'un transistor dont l'émetteur est directement relié au −, on détruit instantanément le transistor par fusion du fil de base.

Il convient donc, dans certains cas, d'appliquer, avec les piles, les règles de sécurité que nous retrouverons pour les alimentations stabilisées, c'est-à-dire les limitations de courant. Les montages correspondants, très simples, permettant ainsi de sauver un montage étudié en cas de fausse manœuvre.

Nous terminerons en indiquant (fig. 1-1) le petit montage très simple que l'on peut utiliser pour « recharger » une pile.

Le courant de charge de la pile est essentiellement limité par l'impédance du condensateur C. La résistance *r*, de 1 kΩ, n'est là que pour limiter la surintensité éventuelle dans le circuit par charge brusque du condensateur C, si l'on fermait, malencontreusement, l'interrupteur K au moment précis où la tension du secteur est à sa valeur maximale.

La diode Zener Z limite la tension éventuelle redressée par le pont à 24 V, ce qui permet d'utiliser des diodes de redressement ne pouvant supporter que des tensions inverses faibles (50 V). Ces diodes peuvent donc être de tout petits modèles, comme les 1 N 4148, 13 P 4 ou analogues. Pour déterminer le condensateur C,

nous estimerons que le pont, chargé sur sa diagonale par la pile, ainsi que la résistance *r* constituent pratiquement un court-circuit. Le courant qui traverse le condensateur C est donc déterminé uniquement par l'impédance de ce dernier.

Étant donné qu'un condensateur de 1 μF à 50 Hz présente une impédance de 3,2 kΩ, cela nous donnera, pour du 220 V, un courant alternatif de l'ordre de 70 mA, soit à peu près la même valeur en redressé moyen.

Cette valeur est indiquée pour les piles torches moyennes et grosses et pour les piles plates de 4,5 V classiques.

Il faudrait doubler la capacité du condensateur pour un secteur de 110 V.

Nous insistons *tout particulièrement* sur le fait que le montage de la figure 1-1, très simple et économique puisqu'il ne comporte pas de transformateur, peut être *TRÈS DANGEREUX*, car on a une connexion presque directe entre un des fils du secteur et la pile. C'est pourquoi l'interrupteur K est du type bipolaire, coupant les deux fils du secteur.

Il faut *TOUJOURS* établir les connexions des fils indiquées vers la pile alors que l'interrupteur est *ouvert* ou que la fiche est *débranchée* de la prise de courant. Il faut *toujours* retirer la fiche de la prise de courant, ou ouvrir l'interrupteur K *avant* de toucher aux connexions allant à la pile (pour débrancher cette dernière).

Ce petit montage sera utilisé, par exemple, pendant 2 ou 3 heures sur les piles d'alimentation d'un magnétophone à cassettes classique, si l'on a employé les piles pendant 2 ou 3 heures avant. Si l'on désire utiliser le système pour « recharger » une petite pile de 9 volts, comme on en utilise dans les petits récepteurs de poche à transistors, il faut alors limiter le courant à environ 10 mA.

Il suffit donc de choisir un condensateur C d'une capacité sept fois plus petite, c'est-à-dire environ 15 nF pour 220 V et 33 nF pour 110 V.

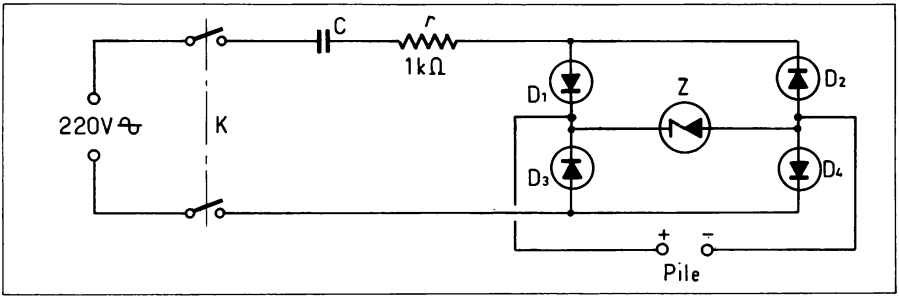


Fig 1-1. — On peut « recharger » partiellement une pile, comme on le ferait pour un accumulateur, par ce montage. Le condensateur C, par son impédance, détermine le courant moyen, la diode Zener Z, de tension nettement supérieure à celle de la pile à « charger », limite la tension sur la diagonale du pont de diodes.

Bien entendu, le côté dangereux que nous avons signalé à propos du montage de la figure 1-1 disparaît si l'on utilise un transformateur entre le secteur et le pont. Néanmoins, la présence d'un secondaire basse tension ne dispense pas de la nécessité de limiter le courant de recharge de la pile. Il ne faut pas oublier qu'en la rechargeant avec un courant trop élevé et/ou trop longtemps, on nuit plus à la pile qu'on ne la régénère.

1-2. — ALIMENTATIONS UTILISANT LE SECTEUR

Dans la grande majorité des cas, on fait appel au secteur alternatif pour produire les tensions continues nécessaires aux appareils électroniques.

Les montages de redressement ont déjà été décrits un grand nombre de fois. Nous rappellerons simplement le montage « va-et-vient » (fig. 1-2 a) et le montage en pont (fig. 1-2 b).

Il est à noter que le montage de la figure a nécessité deux enroulements secondaires de tension e, alors que celui de la figure b n'en nécessite qu'un seul. Néanmoins, dans le montage en pont (fig. 1-2 b), on a, pour chaque alternance, deux diodes en série dans le circuit. On ajoute donc les chutes de tension de ces deux diodes.

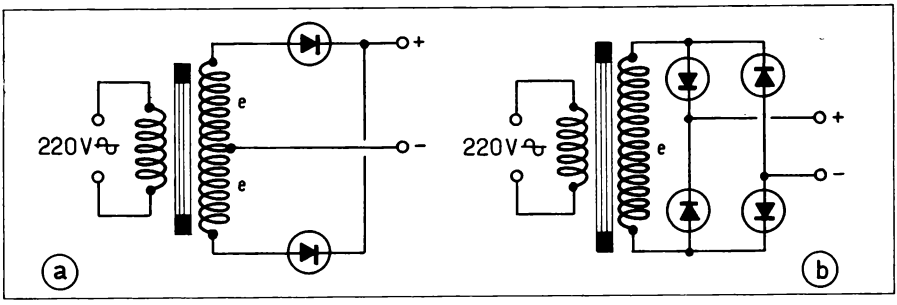


Fig. 1-2. — (a) Redressement utilisant deux diodes et un transformateur à point milieu. (b) Redressement utilisant quatre diodes, montées en pont, mais ne nécessitant pas deux secondaires pour le transformateur.

C'est la raison pour laquelle on préfère généralement le montage de la figure 2 a dans le cas des tensions redressées faibles, car il n'y a qu'une seule chute de tension de diode pour chaque alternance.

En gros, on peut dire que, en dessous de 6 V redressés, le montage *a* est préférable, et que, au-dessus de 24 V, le montage *b* est plus indiqué.

Les montages de la figure 2 ne font que redresser l'alternatif. Il reste donc à *filtrer* la tension redressée.

Dans de très nombreux cas, on se contente d'un simple condensateur branché entre les pôles + et —.

Il est à noter, à ce sujet, que le calcul de la capacité de ce condensateur en fonction du résidu maximal d'alternatif toléré est d'une simplicité absolue, généralement méconnue par les concepteurs de circuits. L'auteur a déjà vu, pour sa part, des calculs sur deux pages avec des intégrales pour déterminer la composante alternative résiduelle aux bornes du condensateur. En réalité, il n'y a qu'à tenir compte du fait suivant :

Le condensateur est rechargé pratiquement tous les centièmes de seconde par le jeu des diodes. Il se décharge sur le montage alimenté, avec un courant moyen I, pendant environ 1 centième de seconde (dans le cas du secteur à 50 Hz).

Étant donné que la variation ΔV de tension aux bornes d'un condensateur qui a débité une charge ΔQ est égale à :

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C}$$

nous calculerons facilement ΔV en pensant au fait que la charge ΔQ est tout simplement le produit du courant moyen I par la durée de décharge du condensateur entre deux recharges, c'est-à-dire, à peu de choses près, un centième de seconde.

Donc, nous arriverons à un résidu alternatif crête à crête qui a pour valeur :

$$V = \frac{I \times 0{,}01}{C} = \frac{I}{100\,C}$$

Dans la formule ci-dessus, I doit être exprimé en Ampères et C en Farads.

C'est ainsi que, par exemple, une alimentation qui débite un courant moyen de 200 mA = 0,2 A et qui utilise un condensateur de filtrage d'une capacité de 4 700 μF = 0,0047 F, nous donnera un ronflement résiduel crête à crête de :

$$\frac{I}{100\,C} = \frac{0{,}02}{0{,}0047 \times 100} = 0{,}43\ V$$

L'auteur aime beaucoup utiliser une formule plus simple encore : si l'on exprime le courant I en milliampères et la capacité C en microfarads, le résidu crête à crête s'exprime par :

$$\Delta V = \frac{I(mA)}{C(\mu F)} \times 10$$

Cette formule permet un calcul de tête.

On est loin des trois pages bourrées d'intégrales...

Il se peut que ce résidu alternatif soit encore trop grand. On pourra, dans ce cas, utiliser un filtrage « passif », c'est-à-dire avec un bobinage inductif et un autre condensateur, ainsi que le montre la figure 1-3.

Le calcul de l'efficacité d'un tel filtre est extrêmement simple. On commence par estimer la valeur crête à crête de tension résiduelle aux bornes du premier condensateur C, en utilisant la méthode que nous avons vue plus haut.

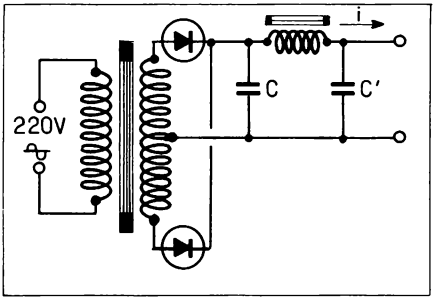


Fig. 1-3. — Filtrage de la tension redressée par deux condensateurs et un bobinage (mais on se contente souvent d'un simple condensateur).

On fait ensuite l'approximation suivante : on considère que la tension alternative aux bornes de C est une tension sinusoïdale, dont la fréquence est 100 Hz, et dont l'amplitude crête à crête est égale à la valeur ΔV calculée ci-dessus.

A une fréquence F, l'impédance d'un bobinage dont le coefficient de self-induction est égal à L, s'exprime par :

$$Z = L\omega$$

où ω désigne la « pulsation » du courant, c'est-à-dire le produit de sa fréquence F par $2\pi \# 6{,}28$

L'impédance du condensateur C' s'exprimera par :

$$Z' = \frac{1}{C'\omega}$$

On peut dire, en première approximation, que le filtre L-C′ divise l'amplitude de la tension résiduelle par le rapport :

$$\frac{L\omega}{\frac{1}{C'\omega}} = LC'\omega^2$$

Prenons un exemple pratique. Toujours dans le cas de notre alimentation débitant 200 mA = 0,2 A avec un condensateur C de 4 700 μF = 0,0047 F donnant, par conséquent, un résidu crête à crête aux bornes de C égal à 0,43 V, nous allons utiliser un bobinage L = 0,1 H et un condensateur C′ = 2 200 μF.

A la fréquence 100 Hz, la pulsation est de :

$$\omega = 2\pi\ 100 = 628$$

L'atténuation apportée par le filtre est donc :

$$\omega^2\ LC' = (628)^2 \times 0{,}1 \times 0{,}0022 = 86{,}8$$

On voit que ce filtre réduit donc les 430 millivolts résiduels à moins de 5 mV crête à crête.

Ce système de filtrage avec un bobinage est utilisable, mais déconseillé. En effet, il est très facile de faire un filtrage « actif » ou, mieux encore, une véritable régulation électronique, et nous allons étudier l'un puis l'autre.

Le filtrage électronique

Le schéma de la figure 1-4 indique la méthode utilisée. Comme on le voit, les transistors T_1, T_2, T_3 sont montés en « Darlington », ce qui donne l'équivalent d'un transistor unique ayant un très grand gain.

La tension u_1 est appliquée à travers la résistance R_3 (de forte valeur) au condensateur C. Ce condensateur se charge à une tension voisine de u_1. On récolte

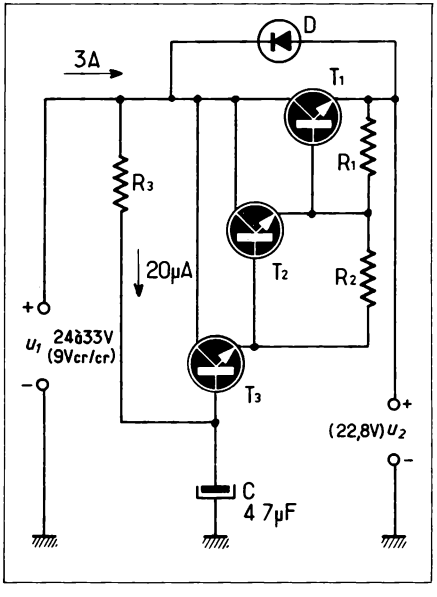


Fig. 1-4. — Circuit de « filtrage électronique ». Le condensateur C, du fait de la diode base-collecteur de T_3 et de la résistance R_3, se charge à la valeur minimale de la tension non filtrée u_1, et la tension à ses bornes reste pratiquement constante. Il en va donc presque de même de la tension de sortie u_2.

donc une tension u_2, voisine de la tension aux bornes de C, diminuée d'environ 1,9 V, ce nombre correspondant aux trois tensions V_{BE} des trois transistors.

Le condensateur C ne peut se charger qu'à la valeur la plus basse de la tension u_1 : il ne faut pas oublier, en effet, qu'une jonction base-collecteur devient conductrice si le collecteur tombe à un potentiel inférieur à celui de la base. Donc, R_3 tend à charger C, la jonction base-collecteur de T_3 le décharge à chaque ondulation de la tension u_1, jusqu'à une valeur peu supérieure au minimum de cette dernière.

Étant donné la très grande valeur de la constante de temps R_3C, on peut considérer que la tension aux bornes de C reste parfaitement constante. Il en va donc de même, à peu de choses près, de la tension u_2. Cette dernière reste donc à une valeur pratiquement constante, inférieure d'environ 1,5 V à la valeur minimale de la tension u_1.

Plus le ronflement crête à crête résiduel appliqué à l'entrée u_1 est petit, plus la tension aux bornes du transistor de puissance T_1 est réduite. En première approximation, on peut dire que cette tension est égale, en valeur moyenne, à la moitié de la fluctuation résiduelle de la tension u_1.

La diode D sert à empêcher l'application éventuelle d'une tension inverse au transistor T_1, si l'on venait à couper la tension u_1, la tension u_2 restant présente pendant quelque temps par suite de la présence d'un condensateur chargé dans le montage alimenté.

Prenons un exemple numérique. Nous supposerons que nous désirons une intensité maximale de 3 A avec une tension u_1 qui fluctue entre 24 et 33 V.

Signalons, en passant, que nous pouvons déjà conclure que la tension u_1 a été filtrée par un condensateur de 3 300 μF, d'après le calcul indiqué plus haut, puisque la tension de ronflement crête à crête est de 9 volts pour un courant de 3 A.

La tension aux bornes de C tendra à monter vers la valeur moyenne de u_1, qui est voisine de 27 V.

Néanmoins, la jonction base-collecteur de T_3 limitera la tension maximale aux bornes de C à environ 25 V (en réalité à 24,6).

Nous retrouverons donc environ 22,8 V comme tension u_2.

Le transistor T_1 sera par exemple, un 2 N 3773, qui nécessite environ un courant base de l'ordre de 150 mA au maximum pour fournir 3 A de courant collecteur (ou émetteur).

Nous prendrons pour étage Darlington T_2 un modèle 2 N 3054 par exemple, qui fournira les 150 mA pour un courant base maximal de 4 mA.

Le transistor T_3 sera un modèle à grand gain, par exemple un BSX 52 B, qui fournira les 4 mA demandés avec un courant base inférieur à 20 μA, totalement négligeable en ce qui concerne la décharge du condensateur C.

Nous chargerons C avec une résistance R_3 qui lui fournisse au moins ces 20 μA sous la tension moyenne de 3 V, soit environ 150 kΩ. Avec un condensateur C de 47 μF, nous arrivons ainsi à une constante de temps R_3C voisine de 7 s.

Il y a donc un excellent filtrage de la composante résiduelle.

La tension moyenne aux bornes de T_1 étant de l'ordre de 5 V, avec un courant de 3 A, nous arrivons à une dissipation de 15 W, ce qui peut se faire avec un radiateur de dimensions modestes.

Le transistor T_2 sera monté sur le même radiateur.

Ce système, extrêmement simple, dont on pourra modifier les valeurs en fonction du but à atteindre, est extrêmement intéressant pour obtenir un filtrage parfait, quand on souhaite éviter la réalisation d'une alimentation stabilisée. Il

convient, toutefois, de spécifier que cette dernière réalisation est infiniment plus simple qu'on ne le croit généralement, surtout en raison de l'existence des circuits intégrés spécialisés.

Alimentations stabilisées

Le montage de la figure 1-4 se contentait de maintenir pratiquement constant le potentiel de la base de T_3.

On utilisait alors le fait que, dans un transistor, la tension base-émetteur V_{BE} est pratiquement constante, comprise entre 0,55 et 0,7 V suivant les types, et fort peu fonction du courant émetteur.

Dans un système d'alimentation stabilisée, on fait mieux encore : on commande, par un système amplificateur, le potentiel d'une base de transistor, dans le but de maintenir constant celui de l'émetteur, en compensant même les variations éventuelles des tensions V_{BE}.

Plus exactement, ce type d'explication est celui que l'on donne dans les ouvrages un peu classiques sur les alimentations stabilisées.

Régulation shunt

Nous précisons ici qu'il s'agit de stabilisation *série*, c'est-à-dire d'un montage dans lequel l'élément régulateur (ici un transistor de puissance) est placé en série avec le montage alimenté. Il existe, en effet, des alimentations stabilisées « shunt », ou parallèles, dans lesquelles l'élément stabilisateur est placé en parallèle avec le montage alimenté. Nous allons examiner ces dernières pour commencer, c'est-à-dire essentiellement l'utilisation des diodes Zener.

La figure 1-5 indique le principe général d'emploi. La tension non stabilisée (comportant aussi une composante éventuelle de ronflement) est appliquée en u_1. C'est en u_2 que l'on trouve, aux bornes de la diode Zener Z, la tension stabilisée u_2, qui doit être notablement inférieure à la valeur de u_1.

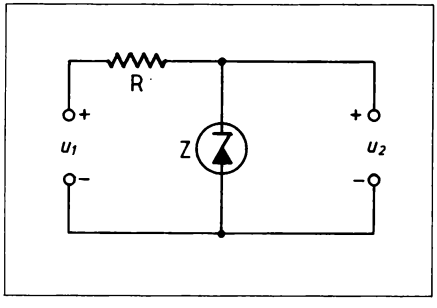


Fig. 1-5. — Régulation « shunt » par la diode Zener Z, montée en « tampon » sur la sortie, absorbant le courant que cette sortie n'absorbe pas.

La diode Zener se comporte, à peu de choses près, comme un élément de très faible résistance interne et ayant une F.C.E.M. (force contre électromotrice) constante et caractéristique de la diode, mais ne pouvant que *recevoir* du courant et *jamais en débiter.*

On choisira donc la diode Zener en fonction de la tension à obtenir. Ce système, assez pratique dans de nombreux cas, est cependant limité aux applications comportant une demande de courant relativement faible. En effet, quand le montage ne consomme aucun courant, tout le courant passant dans R va dans la diode Z. Autrement dit, le rendement du système est très mauvais quand on n'utilise

qu'un courant faible sur la sortie u_2; d'autre part, la dissipation de puissance dans la diode Zener Z limite évidemment les possibilités : cette diode doit supporter le dégagement de chaleur correspondant sans arriver à une température trop élevée.

Nous n'insisterons pas sur les détails du montage et les « raffinements divers », renvoyant pour cela le lecteur aux ouvrages classiques.

Il est à noter que, comme on trouve difficilement des diodes Zener capables de dissiper une grosse puissance, on remplace souvent ces dernières par le montage équivalent indiqué sur la figure 1-6. Dans ce montage, si la différence de potentiel

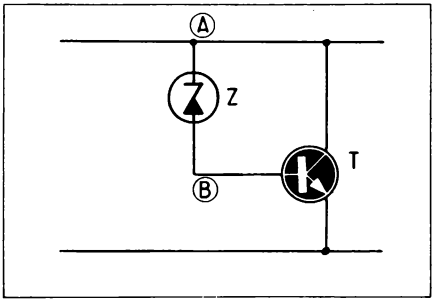


Fig. 1-6. — En l'absence d'une diode Zener capable de dissiper une puissance importante, on peut utiliser un transistor de puissance T et une diode Zener de petite puissance Z : le tout commence à consommer un courant important quand la tension collecteur-émetteur du transistor dépasse de 0,6 V la tension nominale de la diode Zener.

entre A et B dépasse de plus de 0,6 V la tension caractéristique de la diode Zener, le transistor T, recevant du courant base, devient conducteur. L'ensemble se comporte donc, entre les points A et B, comme une diode Zener dont la puissance de dissipation maximale est essentiellement limitée par les possibilités du transistor de puissance T.

Régulation série

Cependant, comme nous l'avons dit plus haut, il est préférable, dans la grande majorité des cas où l'on demande une intensité relativement importante à la source de tension stabilisée, d'utiliser la régulation série.

On sait que le principe général de cette dernière est celui que montre la figure 1-7.

La source de tension non stabilisée u_1 alimente d'abord un montage qui fournit la tension de référence e_o. C'est souvent un système analogue aux stabilisations par diodes Zener. On prélève, par le diviseur de tension R_1-R_2, une fraction $k\,u_2$ de la tension de sortie u_2 le rapport k est tout simplement :

$$k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Si la tension u_2 a tendance à augmenter de telle sorte que $k\,u_2$ dépasse e_o, l'amplificateur d'erreur A fournit, à ce moment, un courant de sortie qui décroît rapidement. L'amplificateur de courant principal (ou ballast) fournit alors un courant de sortie I qui décroît dans la même proportion, compensant ainsi la tendance qu'avait la tension de sortie u_2 à augmenter.

On voit qu'il s'agit d'un système asservi qui tend, par une boucle de régulation, à maintenir $k\,u_2$ constamment égale à la tension de référence e_o.

L'amplificateur de courant, ou ballast, peut être indifféremment monté en émetteur commun ou en collecteur commun : puisqu'il est alimenté par une source

de *courant*, il n'y a pas de différence entre ces montages (voir « Principes d'utilisation des transistors »).

Un tel système est facile à réaliser en éléments séparés. Cela ne se fait pourtant plus guère, puisqu'il existe des circuits intégrés remplissant les principales fonctions indiquées sur la figure 1-7. Le problème le plus délicat est celui de la réalisation sous forme intégrée de l'amplificateur de courant, qui doit dissiper une puissance éventuellement importante, cette dernière étant égale à : $(u_1 - u_2)\,I$.

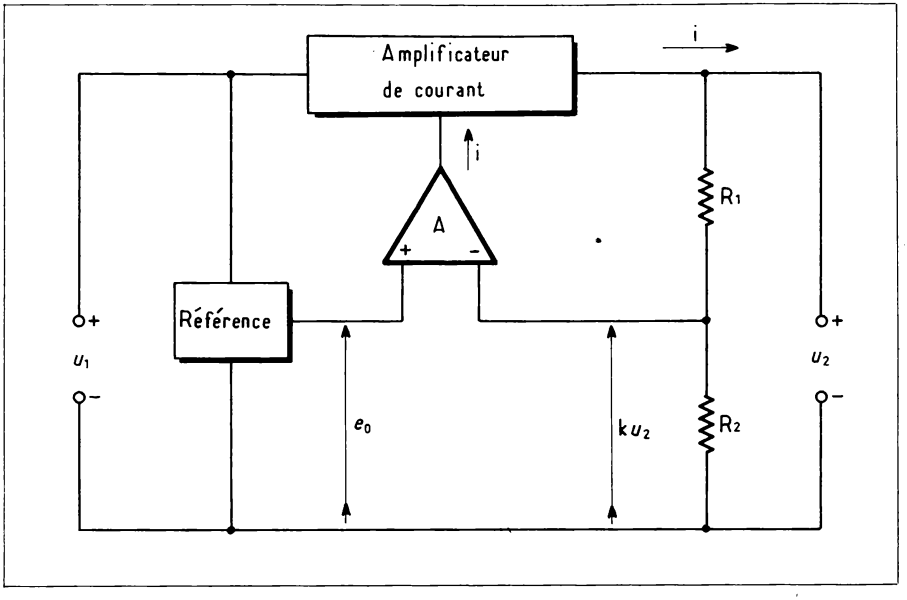


Fig. 1-7. — Principe général d'une alimentation régulée « série » : le « ballast », ici un amplificateur de courant (pratiquement toujours un transistor de puissance), est commandé par l'amplificateur d'erreur, A, qui détecte l'écart entre une tension « de référence », e_0, et une fraction k de la tension de sortie u_2. On réalise ainsi un asservissement de cette dernière, qui se trouve donc stabilisée.

C'est pourquoi la tendance actuelle des circuits de stabilisation est de réaliser deux types principaux :

1° Les modèles avec ballast extérieur (comme le μA 723 ou SFC 2723 ou beaucoup d'autres ayant des noms voisins), dans lesquels il existe bien un petit « ballast » intérieur, mais ce dernier ne peut dissiper qu'environ 0,5 W. On utilisera généralement ces circuits pour commander un ballast extérieur, directement ou via un étage intermédiaire suivant l'intensité du courant désiré;

2° Les circuits dits « monolithiques », qui comportent un ballast de puissance incorporé, pouvant dissiper jusqu'à 10 ou 15 W suivant les cas; ces derniers circuits sont généralement particulièrement simples à utiliser : ils ont trois connexions : le moins (commun à l'entrée et à la sortie), le plus « entrée » (tension non stabilisée) et le plus « sortie » (tension stabilisée).

Autrement dit, avec leurs trois connexions, ils ressemblent à un transistor de puissance. Il faut les monter sur un radiateur pour évacuer la chaleur dégagée dans le ballast intérieur.

Il est bon, dans l'utilisation de ces circuits, de prévoir un condensateur de forte capacité situé juste à côté du circuit, aussi bien à l'entrée qu'à la sortie, ainsi que le représente la figure 1-8.

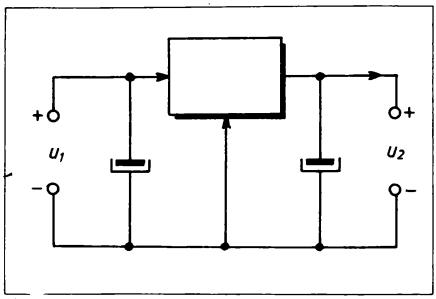


Fig. 1-8. — Régulateur série du type « monolithique », réalisé en circuit intégré et ne comportant que trois connexions. Le régulateur est ici du type « positif » (le pôle négatif est commun à la tension non régulée u_1 et à la tension régulée u_2). Les condensateurs sont généralement à ajouter au montage, très près du circuit, pour éviter l'entrée en oscillations.

Bien entendu, il faut choisir une tension u_1 dont la valeur minimale, indiquée par le constructeur du circuit, est supérieure à la valeur de sortie u_2, laquelle dépend du circuit et ne peut être modifiée : il existe des circuits monolithiques de régulation qui sont prévus pour 5 V, 6 V, 9 V, 12 V, 18 V, 24 V et d'autres valeurs. Le catalogue du constructeur indique les valeurs minimales et maximales des tensions u_1 correspondantes, ainsi que le courant maximal que l'on peut obtenir.

En général, ces circuits sont protégés contre les fausses manœuvres par une limitation du courant de sortie et par un système qui limite la température du circuit lui-même, si l'on consomme une intensité trop forte, ou si la température dépasse une certaine valeur.

Dans les régulateurs de ce type monolithique, l'inconvénient que constitue l'impossibilité de faire varier la tension stabilisée est largement compensé par la simplicité d'utilisation.

On tend à employer de plus en plus ces régulateurs en en plaçant un dans chaque carte de circuit imprimé.

Il convient de noter que le branchement de la figure 1-8 est valable pour les circuits dits « positifs », c'est-à-dire ceux qui sont principalement destinés à fournir une tension positive par rapport à la masse. Ils sont caractérisés par le fait que le pôle négatif est commun à la tension u_1 et à la tension de sortie u_2.

On peut objecter qu'un tel régulateur est parfaitement utilisable pour obtenir une tension de sortie négative : il suffit de mettre à la masse le pôle positif de la sortie. Néanmoins, en procédant ainsi, on ne peut obtenir plusieurs tensions négatives ayant, en commun, le pôle positif, à moins d'utiliser un nombre égal de sources de tensions non stabilisées.

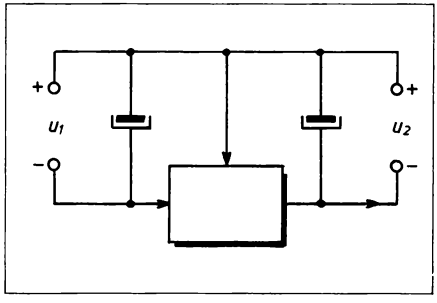


Fig. 1-9 - Régulateur intégré monolithique, du type « négatif » dans lequel c'est le pôle positif qui est commun à la tension non régulée à la tension régulée.

C'est pourquoi les fabricants de circuits ont prévu des régulateurs de type « négatif », dans lesquels c'est le pôle *positif* de u_1 et celui de u_2 qui sont directement reliés ainsi que le montre la figure 1-9.

On peut ainsi, en utilisant une seule source non stabilisée u_1, obtenir plusieurs tensions stabilisées différentes, ayant toutes le même pôle positif (généralement connecté à la masse).

On conçoit que les modèles de régulateurs soient fort nombreux : on a déjà un premier choix en prenant un régulateur positif ou négatif; dans chaque catégorie, il y a différents types de tension de sortie, avec des tolérances plus ou moins serrées, et l'on peut enfin choisir l'intensité maximale disponible.

Alimentations stabilisées « mixtes »

Nous entendons par « mixte » des systèmes d'alimentations stabilisées, utilisant le principe de la figure 1-7, dans lesquelles la réalisation utilise en partie ou en totalité des éléments séparés (transistors, résistances...).

Un exemple très simple, qui n'est pas réellement une alimentation « stabilisée », est indiqué sur la figure 1-10.

On voit que l'on utilise ici une diode Zener Z pour donner une tension de référence e_o, dont un potentiomètre P permet de prendre une fraction $k\,e_o$.

Le jeu de transistors T_1, T_2, T_3 constitue l'équivalent d'un transistor de puissance à très grand gain, monté en collecteur commun. Autrement dit, le potentiel de l'émetteur de T_1 (et de T_3) est très voisin de $k\,e_o$.

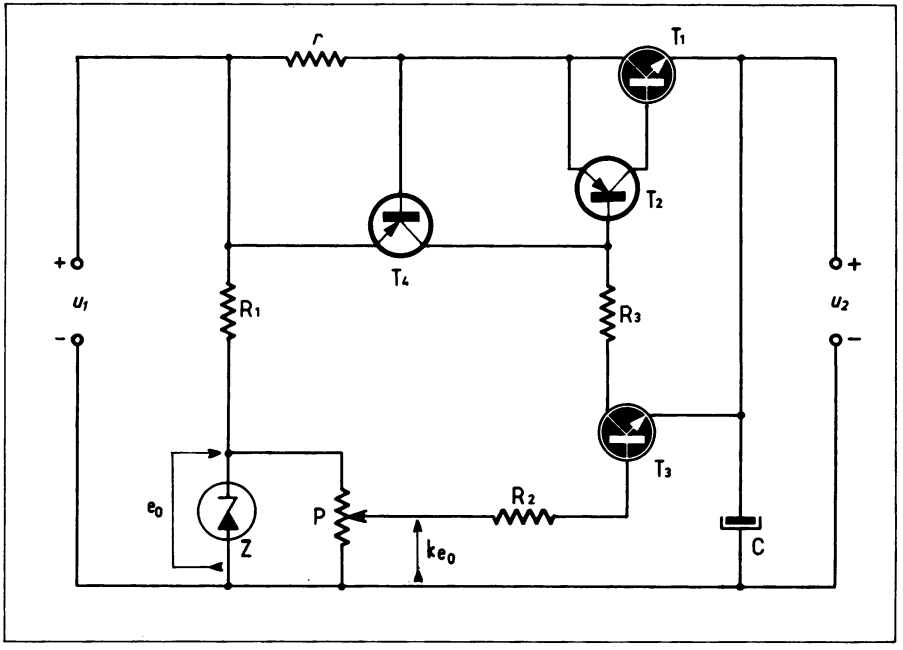


Fig. 1-10. — Exemple de régulateur de tension à composants discrets, comportant un circuit limiteur de courant. Exemple de réalisation pour le cas de u_1 de l'ordre de 24 V et u_2 de 0 à 18 V : T_1 = 2 N 3055, T_2 = BDX 18, T_3 = BC 337, Z = BZX 85 C 18 V, T_4 = 2 N 2905, P = 4,7 kΩ, R_1 = 1 kΩ, R_2 = 10 kΩ, R_3 = 2,2 kΩ, C = 220 μF, *r* selon courant maximal (par exemple 0,3 Ω pour 2 A max, 0,1 Ω pour 4 A max).

Le potentiomètre P permet donc de régler la tension de sortie depuis une valeur pratiquement nulle jusqu'à une valeur proche de e_o, dans la mesure, bien entendu, où la tension non stabilisée u_1 est nettement supérieure à e_o.

Revenons un instant sur le rôle du transistor T_4. Ce transistor est normalement bloqué, tant que la chute de tension aux bornes de la résistance r reste inférieure à 0,6 V. Quand l'intensité du courant débité par l'alimentation atteint une valeur telle que cette chute dépasse 0,6 V, T_4 se débloque. Son courant va vers la base de T_2, se soustrayant (arithmétiquement) du courant collecteur de T_3. Ainsi, on ne peut dépasser, comme courant de sortie, celui qui correspond à une chute de tension de 0,6 V dans la résistance r. Si, par exemple, cette dernière est de 2 Ω, nous ne pourrons pas dépasser une intensité de 0,3 A.

Ce transistor constitue le système de limitation de courant, complément indispensable de toute alimentation stabilisée du type série. En son absence, un court-circuit accidentel de la tension de sortie est pratiquement toujours destructif.

La résistance R_3 limite le courant collecteur maximal de T_3; R_2 limite son courant base.

Là encore, l'alimentation n'est pas réellement stabilisée, nous avons affaire à quelque chose d'analogue au montage de la figure 1-4. La différence avec ce dernier tient au fait que nous pouvons maintenant régler la tension de sortie, en partant pratiquement de zéro.

Emploi du circuit μA 723

Si l'on désire de meilleures performances, le mieux est d'utiliser un circuit intégré très adaptable, c'est-à-dire qui s'éloigne beaucoup du système monolithique. Nous pensons au modèle μA 723 ou SFC 2723 (ou beaucoup d'autres strictement équivalents dont le nom contient, plus ou moins dissimulés, les chiffres 7, 2, 3).

Ce circuit intégré est constitué comme l'indique la figure 1-11. Contrairement à notre habitude, nous donnerons quelques détails sur ce modèle particulier, qui

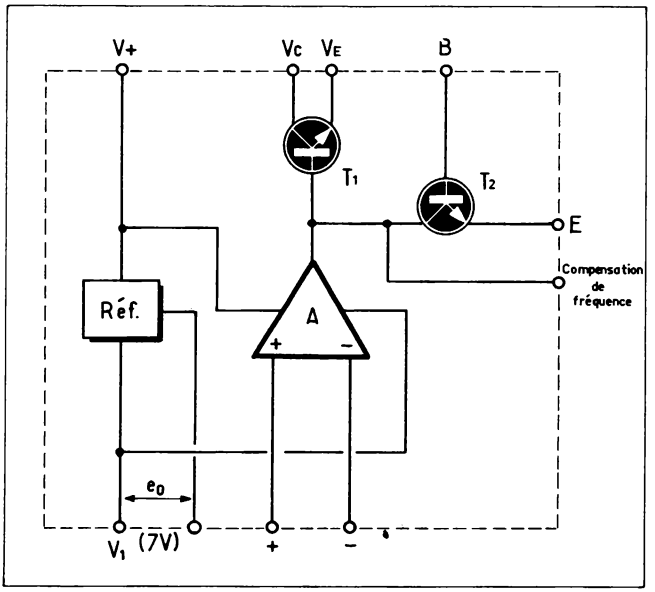


Fig. 1-11. — Structure interne du circuit universel d'alimentation régulée μA 723. Il comporte une source de référence, donnant une tension de l'ordre de 7 V, un amplificateur d'erreur A, un petit ballast intérieur T_1 et un transistor de limitation de courant T_2.

aura vraisemblablement des descendants dans un proche avenir, mais dont nous pensons que les descendants présenteront un grand air de famille avec leur « ancêtre »...

Ce circuit comporte essentiellement :

— une source de référence, alimentée entre les bornes V + et V —, fournissant une tension e_o de l'ordre de 7 V;

— un amplificateur d'erreur A, dont les entrées positive et négative sont accessibles séparément;

— un transistor « ballast » T_1, commandé par la sortie de A, dont l'émetteur et le collecteur sont accessibles séparément;

— un transistor de limitation de courant T_2 dérivant, par son collecteur, le courant qui pourrait alimenter la base de T_1 (si un circuit extérieur débloque T_2). Ce transistor T_2 a ses connexions de base et d'émetteur E accessibles toutes deux.

Il faut signaler également la présence d'une sortie dite « compensation de fréquence », reliée au collecteur de T_2 (donc à la base de T_1), que l'on relie généralement au point négatif de sortie par un petit condensateur extérieur, afin d'éviter l'entrée en oscillations du montage.

C'est là, en effet, un problème quelquefois délicat dans des alimentations de ce type : comme on le voit sur la figure 1-7, on utilise un système bouclé, pouvant avoir un grand gain, pour la stabilisation de la tension. Un tel système peut entrer en oscillations si l'on ne prend pas des précautions particulières pour éviter les rotations de phase intempestives.

L'utilisation du circuit de la figure 1-11 est très facile, et ses possibilités d'adaptation sont considérables.

Trois exemples pratiques

Nous citerons simplement trois cas, schématisés sur la figure 1-12.

En a, nous utilisons le transistor intérieur T_1 comme ballast. Cette solution, très simple comme réalisation, oblige à limiter la dissipation dans ce transistor à environ 0,5 W. Par exemple, avec une tension non stabilisée de 30 V, une tension de sortie de 12 V, soit 30 — 12 = 18 V aux bornes de T_1, nous devons limiter le courant à environ 28 mA, pour ne pas dépasser les 500 mW. Nous y arriverons en choisissant, pour la résistance r, une valeur de l'ordre de 22 Ω, soit une chute de tension de 0,6 V pour 28 mA environ. Il faut noter que, comme on applique à l'entrée + de l'amplificateur d'erreur la totalité de la référence e_o, soit environ 7 V, nous ne pouvons obtenir qu'une tension de sortie supérieure à cette valeur. On pourrait avoir une sortie à tension plus basse en divisant la tension de référence e_o, par un diviseur de tension à deux résistances, avant de l'appliquer à l'entrée +. Les notices du circuit indiqué donnent des quantités d'applications, ainsi que des conseils d'emploi.

Le montage de la figure 1-12 (b) utilise maintenant un ballast extérieur T, du type P-N-P, dont une résistance r', entre base et émetteur, améliore le fonctionnement aux courants faibles, en réduisant aussi les fuites éventuelles (nous avons retrouvé souvent de telles résistances dans les montages précédents). La dissipation de puissance est, cette fois, limitée par le transistor T et peut atteindre une douzaine de watts.

La résistance r limite, là aussi, le courant maximal. La tension de sortie est définie par le rapport du diviseur de tension R_1-R_2, comme dans le cas de la figure 1-12 a.

Avec le montage de la figure 1-12 c, nous abordons le domaine des alimentations à fort courant : nous reconnaissons un montage analogue à celui de 1-12 (b),

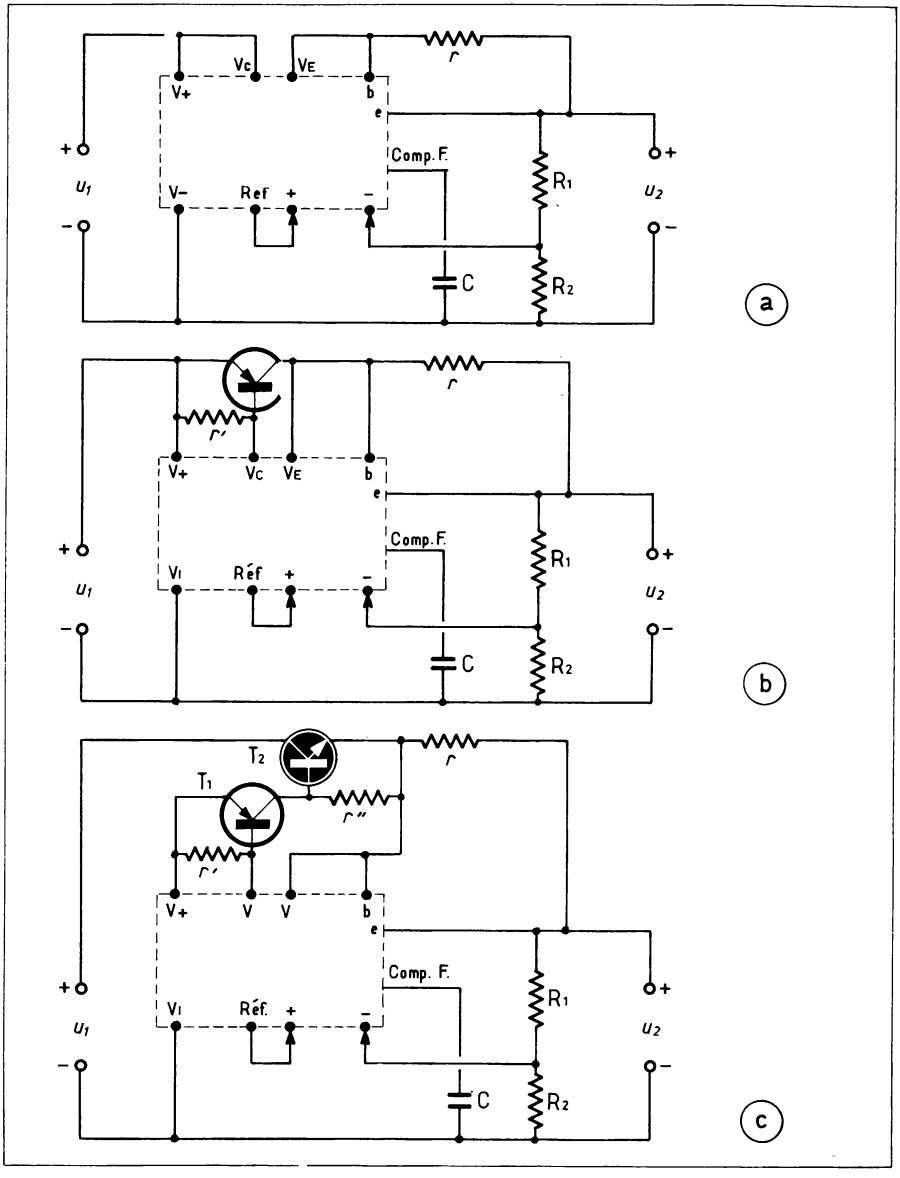


Fig. 1-12. — En (a) le μA 723 est utilisé seul, avec le courant stabilisé par son ballast intérieur. En (b), le ballast intérieur sert de préamplificateur pour un transistor ballast extérieur T, et, en (c), en utilisant deux transistors extérieurs en cascade, dont un modèle de puissance, on peut arriver à stabiliser un courant de plus de 2 A. Application pour ce dernier cas : T_1 = BD X 18, T_2 = 2 N 3055, $r'' = 22\ \Omega$, $r' = 2{,}2\ k\Omega$, R_1 et R_2 selon la tension régulée à obtenir (supérieure à 7 V), C = 1 nF.

mais le courant du transistor de puissance T' est beaucoup plus fort. Le P-N-P, T, l'alimente sur sa base. On arrive ainsi à stabiliser des courants de sortie de plusieurs ampères.

Donnons, pour terminer cette partie relative aux alimentations, le schéma d'un limiteur d'intensité. Il est utilisable aussi bien sur les piles que sur un redressement effectué par des diodes. C'est le montage indiqué par la figure 1-13.

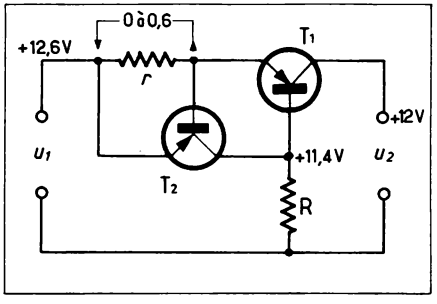


Fig. 1-13. — Exemple pratique d'un système de limitation de courant maximal que l'on peut adjoindre à une batterie d'accumulateur (ou un bloc de piles), u_1, pour limiter le courant de court-circuit dont on peut disposer sur la sortie u_2.

Dans ce montage, le transistor T_1 est normalement conducteur du fait du courant base qui passe par R. Étant donné que ce courant est voisin de : u_1/R, dans la mesure où l'on néglige la chute de tension dans r et la tension V_{BE} de T_1, le courant collecteur de T_1 est déjà, par lui-même, limité en raison du gain de ce dernier.

En outre, le transistor P-N-P, T_2, se débloque quand la chute de tension dans r atteint une valeur supérieure à 0,6 V : fournissant alors du courant dans R, il réduit, d'autant, le courant base de T_1, et limite, par conséquent, le courant maximal que l'on peut obtenir sur la sortie u_2.

Il y a beaucoup d'autres montages d'alimentations stabilisées, de limiteurs d'intensité... mais le volume de cet ouvrage deviendrait prohibitif si nous voulions les décrire tous.

CHAPITRE 2

Les signaux rectangulaires et carrés

Nous allons envisager maintenant les montages qui nous fournissent des signaux « rectangulaires » ou « carrés ».

La figure 2-1 rappelle les formes d'ondes correspondantes.

Il s'agit de signaux périodiques, dont la période est T. Dans les deux cas, la tension fournie par les générateurs n'a que deux valeurs, a *et* b. *Elle passe de l'une à l'autre par des transitions rapides, correspondant généralement à des temps très courts.*

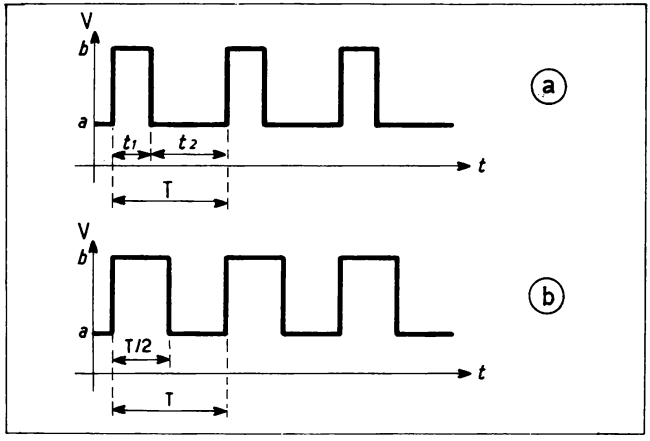


Fig. 2-1. — Un signal rectangulaire est « dissymétrique » s'il reste à l'état haut pendant un temps t_1 différent du temps t_2 pendant lequel il reste au niveau bas (a); à l'opposé, il est dit « symétrique » ou « carré » (b), si la tension reste à son niveau haut (ou à son niveau bas) pendant la moitié de la période T du signal.

La figure 2-1 a correspond au cas des signaux dits « rectangulaires », c'est-à-dire dissymétriques. La durée pendant laquelle la tension reste à la valeur haute, c'est-à-dire t_1, *n'est pas égale à la durée* t_2, *pendant laquelle elle reste à la valeur basse. On appelle quelquefois « rapport cyclique » le quotient* t_1/T, *encore qu'il soit possible d'appeler rapport cyclique le quotient* t_1/t_2.

Dans le cas de la forme d'onde de la figure 2-1 (b), la période totale est toujours égale à T, mais le signal reste au niveau haut comme au niveau bas pendant une durée égale à $t/2$. *On l'appelle aussi signal rectangulaire symétrique.*

Nous utiliserons, pour produire de tels signaux, des montages dits relaxateurs, dans lesquels le passage d'un état à un autre s'accompagne d'un phénomène dit « cumulatif », c'est-à-dire qui agit sur lui-même dans un sens tel qu'il tende à s'accentuer lui-même.

Le multivibrateur

Nous passerons rapidement sur les montagnes à composants discrets (utilisant des transistors séparés), qui permettent de produire de tels signaux. Le plus connu de tous, sans doute le plus ancien des montages électroniques destiné à quelque chose d'autre qu'à la radio, est le multivibrateur d'ABRAHAM & BLOCH. Ces deux chercheurs l'avaient décrit en effet en 1912... réalisé avec des tubes, évidemment...

Avec des transistors, il est très facile de le réaliser, et nous donnerons le schéma le plus simple, car il en existe de très nombreuses variantes. C'est celui qu'indique la figure 2-2.

Nous ne donnerons pas le fonctionnement détaillé de ce montage. Nous renvoyons le lecteur à la bibliographie correspondante.

Indiquons simplement que chaque transistor doit pouvoir fonctionner à l'état saturé. Cela implique que les résistances de base, R_3 et R_4 ne doivent pas être trop grandes par comparaison aux résistances de collecteurs R_1 et R_2. Le plus souvent, le montage est symétrique, c'est-à-dire que $R_1 = R_2$ et $R_3 = R_4$. Une règle à respecter est de choisir les valeurs des résistances R_3 et R_4 inférieures au

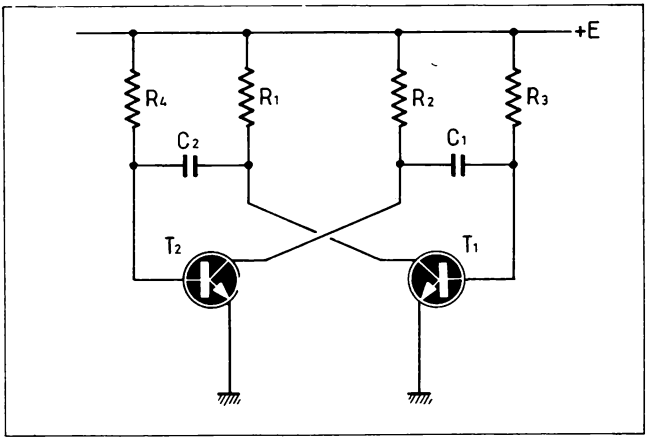


Fig 2-2. — Le multivibrateur d'ABRAHAM & BLOCH se compose de deux transistors, chacun pouvant bloquer la base de l'autre par une liaison C-R quand il passe en régime de saturation. C'est un montage « astable », qui oscille spontanément, T_1 puis T_2 étant bloqués à tour de rôle.

produit de la valeur des résistances collecteur correspondantes (R_1 et R_2) par les gains moyens en courant des transistors.

Par exemple, si l'on prend $R_1 = R_2 = 4{,}7$ kΩ, et que les transistors aient des gains en courant un peu supérieurs à 100, on se limitera à 470 kΩ pour R_3 et R_4. On montre facilement que, dans ces conditions, les transistors seront saturés lorsqu'ils débiteront.

Les signaux que l'on recueille sur les collecteurs des transistors ne sont pas parfaitement rectangulaires. Comme toujours, le flanc descendant du signal (c'est-à-dire celui qui correspond au *déblocage* du transistor) est beaucoup plus raide que le flanc montant (qui correspond au blocage). En effet, lors du flanc montant, l'un des condensateurs doit se recharger, à travers la résistance collecteur d'un des transistors et la jonction base-émetteur de l'autre.

Un inconvénient éventuel du multivibrateur est qu'il peut se faire qu'il ne démarre pas. En effet, il se peut que les deux transistors soient l'un et l'autre, saturés au départ. Dans ces conditions, le gain de boucle du système est insuffisant et l'oscillation ne démarre pas. Si l'on veut être absolument sûr que l'oscillation démarre toujours, on peut employer l'amélioration indiquée sur la figure 2-3.

Dans un tel montage, si, par hasard, les deux transistors T_1 et T_2 avaient tendance à être saturés en même temps, il n'y aurait plus de tension sur les collecteurs. Le point A aurait alors un potentiel décroissant, et le courant dans les résistances R_3 et R_4 décroîtrait, supprimant la saturation dans les transistors.

Quand le montage fonctionne parfaitement, il y a presque toujours un des deux transistors qui est bloqué, donc le collecteur de T_1 (ou celui de T_2) est au potentiel +E. Dans ce cas, soit par la diode D_1, soit par la diode D_2, on porte le point A à un potentiel voisin de +E, à la chute de tension dans les diodes près.

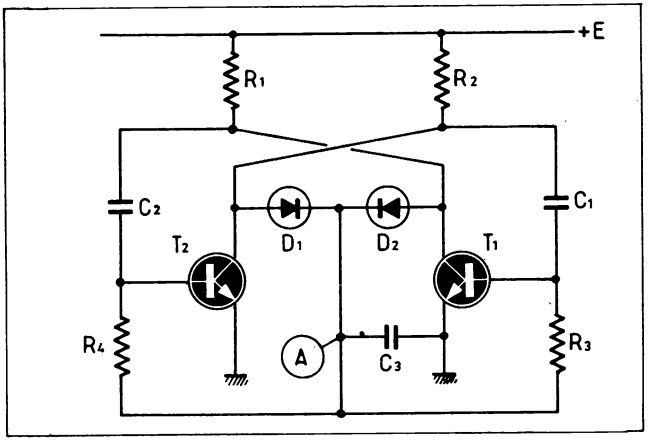


Fig. 2-3. — Le multivibrateur de la figure 2-2 peut éventuellement se « bloquer » dans un état où les deux transistors sont saturés. Par l'adjonction des deux diodes et du condensateur C_3, on rend ce « blocage » impossible : le potentiel du point (A) ne devient égal à +E (et pratiquement constant) que si l'un des deux transistors se bloque. Ce montage démarre donc toujours. Exemple de réalisation : $T_1 = T_2 = 2$ N 2222, E = 6 V, $R_1 = R_2 = 2{,}2$ kΩ, $R_3 = R_4 = 100$ kΩ, $C_1 = C_2 = 0{,}1$ μF pour une fréquence de l'ordre de 70 Hz, $C_3 = 10$ nF, diodes D_1 et D_2 quelconques (germanium ou silicium de signal).

Le condensateur C_3, de valeur notablement inférieure aux valeurs de C_1 et C_2, est destiné à maintenir presque constant le potentiel du point A, même pendant les temps de transition, pendant lesquels un des collecteurs est à potentiel zéro alors que l'autre n'est pas encore arrivé au potentiel +E. Ce multivibrateur démarre toujours spontanément.

Spécifions un dernier point : dans un multivibrateur, la tension inverse que l'on peut rencontrer entre la base et l'émetteur d'un des transistors peut arriver à une valeur voisine de E. C'est ce qui conduit à limiter la tension d'alimentation à 6 V, à moins que l'on ait utilisé des transistors capables de supporter sans dommage des tensions inverses base-émetteur plus grandes.

Précisons que les multivibrateurs donnent, par leur nature même, des signaux relativement dissymétriques. Il est évidemment possible de s'approcher des signaux carrés, en rendant le montage aussi symétrique que possible. Néanmoins, on ne se rapprochera du signal réellement carré que par un réglage sujet à une variation dans le temps. C'est la raison pour laquelle nous considérons le multivibrateur comme une source de signaux rectangulaires.

Les multivibrateurs en circuits intégrés

Il existe de nombreux circuits intégrés qui permettent de réaliser des multivibrateurs astables (on les nomme ainsi parce qu'ils oscillent spontanément et ne restent jamais dans un état stable) avec un minimum de composants extérieurs. Cette solution est excellente. Il y a d'ailleurs des circuits intégrés de ce type qui comportent un diviseur de fréquence incorporé, de telle sorte que l'on obtient, en sortie, un signal parfaitement symétrique. Cette solution est bonne, elle est quelquefois limitée en fréquence à des valeurs un peu plus faibles que celles que l'on peut obtenir avec le multivibrateur à transistors : ce dernier peut, avec des transistors bien choisis, aller à des fréquences de plusieurs mégahertz, alors que les circuits intégrés sont souvent limités à des valeurs un peu en dessous, surtout les modèles du type C-MOS, fort avantageux par ailleurs en raison de leur très faible consommation et de leur possibilité de s'adapter à des tensions d'alimentation variant dans une gamme de 3 à 15 V.

Si l'on ne dispose pas de circuit multivibrateur, on peut très bien réaliser de bons multivibrateurs avec des « portes logiques ».

Si l'on utilise des circuits intégrés du type TTL, on peut réaliser un multivibrateur comme l'indique la figure 2-4. Nous avons supposé, dans cette figure, que l'on utilisait une porte du type : quadruple « NAND » (SFC 400 ou SN 7400 par exemple). On peut, sans aucune modification du schéma, utiliser une porte du type quadruple « NOR » (SFC 402 ou SN 7402) ou bien quatre circuits sur les six que comporte une porte sextuple inverseur (SFC 404 ou SN 7404 par exemple).

Le fonctionnement du système est facile à comprendre. Les portes (1) et (2), montées chacune en « inverseur », donnent, par leur mise en cascade, un gain positif. Le condensateur C assure donc une réaction positive entre la sortie de (2) et l'entrée de (1). La résistance R est située à la sortie de la porte (3), sortie qui se trouve toujours au niveau bas quand l'entrée de la porte (1) est au niveau haut, et réciproquement.

Le montage cherche donc toujours à rejoindre un état différent de celui qu'il a, la transition étant rendue brutale par suite de l'effet cumulatif dû au condensateur C.

La porte (4) n'est pas indispensable : elle ne sert qu'à mettre en forme le signal sortant de la porte (3).

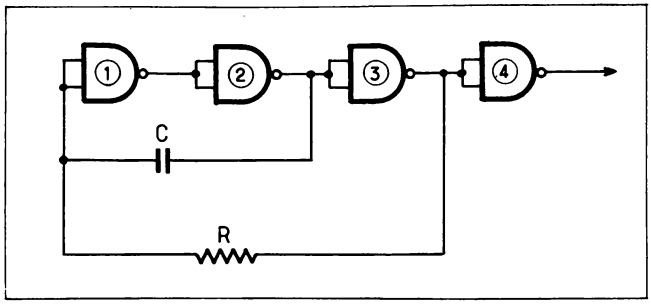


Fig. 2-4. — On réalise l'équivalent d'un multivibrateur avec des portes logiques montées comme l'indique la figure. Ces portes peuvent être des « NAND », comme sur le schéma, des « NOR » ou des « Inverseurs ».

Une limitation du montage vient du fait que les circuits TTL ne supportent pas de résistances supérieures à 600 Ω dans leurs entrées. La résistance R devra donc être comprise entre 200 et 600 Ω. Étant donné que la tension aux bornes de C peut changer de sens, ce condensateur ne peut pas être du type « électrochimique ». Il est donc limité à une capacité de l'ordre du microfarad, ce qui, avec une résistance de 600 Ω, nous donne une fréquence relativement élevée. Un essai fait par l'auteur a produit, avec une porte du type SFC 400, des valeurs de C = 1 μF et R = 560 Ω, une fréquence de l'ordre de 830 Hz, le signal de sortie étant d'ailleurs assez dissymétrique (environ 800 μs haut et 400 μs bas).

L'emploi des portes du type C-MOS permet de descendre à des fréquences beaucoup plus basses. En effet, dans ce type de circuit, on peut utiliser des résistances d'entrée allant jusqu'à 10 MΩ et même au-delà.

Pour les portes C-MOS, on utilise souvent un schéma un petit peu différent, représenté sur la figure 2-5.

La résistance R_2 est surtout destinée à éviter l'envoi d'un courant trop fort à l'entrée de la porte (1).

Avec un condensateur C de 0,68 μF, une résistance R_1 de 680 kΩ et R_2 de 1 MΩ, on a une période d'oscillation de l'ordre de la seconde.

On pourrait très bien avoir encore une fréquence dix fois plus faible en multipliant par dix la valeur de la résistance R_1. Les portes C-MOS, très indiquées en raison de leur faible consommation et de leur grande impédance d'entrée, ainsi qu'en raison de leur aptitude à fonctionner de 3 à 15 volts, sont à recommander systématiquement pour les multivibrateurs pour lesquels on ne souhaite pas dépasser une centaine de kilohertz.

Au-delà de 200 kilohertz, le montage de la figure 2-4, avec portes TTL, est préférable.

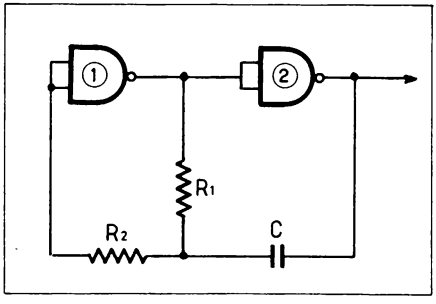


Fig. 2-5. — Cas particulier de réalisation d'un multivibrateur avec deux portes « NAND » du type C-MOS. On peut choisir des résistances très grandes, mais il vaut mieux utiliser la résistance R_2 (que l'on pourrait théoriquement supprimer) pour rendre le montage plus fiable.

Si l'on veut dépasser la dizaine de mégahertz, il faut alors utiliser des portes du type ECL. Leur emploi est un peu plus délicat, car leurs sorties doivent être utilisées avec une résistance de charge, retournant au point le plus négatif (le $-V_{EE}$), car ces sorties sont du type collecteur commun à émetteur ouvert.

Le multivibrateur à Trigger de SCHMITT

La solution qui nous semble la meilleure pour la réalisation de multivibrateurs est l'emploi du circuit intégré Trigger de SCHMITT, que nous rencontrerons à de nombreuses occasions dans des montages ultérieurs.

Rappelons que la caractéristique fondamentale du Trigger de Schmitt est de présenter un hystérésis, c'est-à-dire que la courbe qui donne sa tension de sortie en fonction de sa tension d'entrée est celle de la figure 2-6. En réalité, il ne s'agit pas d'une courbe, mais d'un « cyclogramme », puisque le comportement du circuit n'est pas le même lorsque la tension d'entrée augmente ou lorsqu'elle diminue.

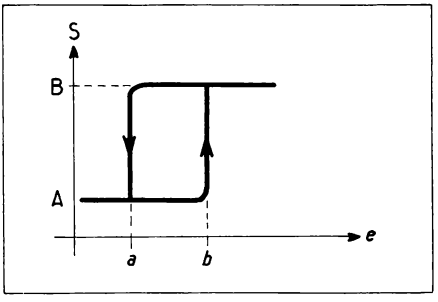


Fig. 2-6. — Ce « cyclogramme » montre le comportement du montage appelé « Trigger de Schmitt », qui présente un phénomène d'hystérésis, et qui a donc deux seuils de déclenchement, un seuil haut *b* pour la tension d'entrée croissante, et un seuil bas, *a*, pour la tension d'entrée décroissante.

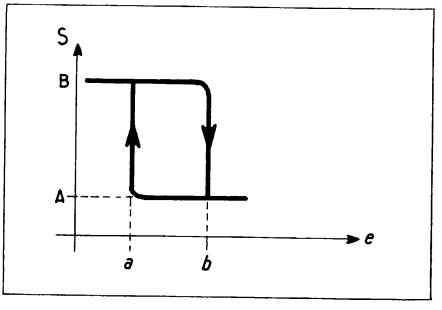


Fig. 2-7. — Quand le Trigger de Schmitt est, en plus, un « inverseur », son cyclogramme se présente différemment.

Ainsi, lorsque la tension d'entrée, *e*, dépasse en *augmentant* la valeur *b* « seuil haut », la tension de sortie, S, passe brusquement de la valeur basse A à la valeur haute B.

Lorsque la tension d'entrée redescend, elle franchit la valeur *b* sans que rien ne se passe. La tension d'entrée doit redescendre en dessous d'un autre seuil, dit « seuil bas », dont la valeur est *a*, pour que la tension de sortie repasse de B à A.

La courbe de la figure 2-6 est celle d'un Trigger de SCHMITT direct. Dans la plupart des cas, les circuits intégrés de ce type sont réalisés comme une porte « NAND » ayant, indépendamment du comportement normal de cette porte, la propriété d'hystérésis décrite plus haut.

Ainsi, si l'on réunit entre elles les entrées d'une de ces portes, la tension de sortie S en fonction de la tension d'entrée *e* variera comme l'indique le cyclogramme de la figure 2-7.

Dès lors, il suffit de relier la sortie de cette porte à son entrée par un circuit intégrateur R-C, ainsi que le montre la figure 2-8 pour obtenir automatiquement une oscillation. C'est sans doute là le montage multivibrateur le plus simple que l'on puisse réaliser.

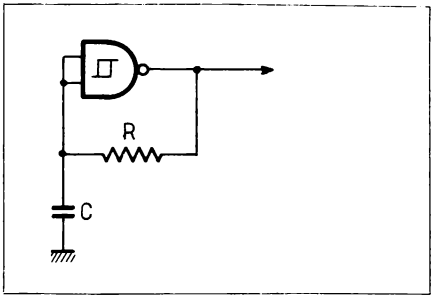


Fig. 2-8. — Le plus simple de tous les multivibrateurs, utilisant le principe de « l'oscillateur CHARBONNIER », avec un circuit intégrateur R-C de sa sortie vers son entrée. En TTL, il faut limiter R à moins de 600 Ω, mais, avec un Trigger de Schmitt en technologie C-MOS, on peut aller à plusieurs mégohms si c'est nécessaire.

Avec un Trigger de SCHMITT en porte TTL, la valeur de la résistance R est limitée à moins d'un millier d'ohms, mais l'on peut utiliser pour C un condensateur électrochimique. Il est alors possible de descendre, malgré la faible valeur de R, à des fréquences de quelques dizaines de hertz. En utilisant un Trigger de SCHMITT C-MOS, on peut augmenter R jusqu'à plusieurs mégohms, on descend alors à des fréquences minimales extrêmement basses.

Nous ne citerons pas ici l'emploi des circuits intégrés du type « base de temps », comme le fameux « 555 », ou tous ceux qui en découlent, car, quoique l'on puisse utiliser ce circuit pour réaliser un multivibrateur, son emploi relève plutôt de la production des dents de scie.

Signaux « carrés » (rectangulaires symétriques)

Si nous tenons à produire des signaux symétriques, tels que les représente la figure 2-1 b, on ne peut utiliser les méthodes précédentes.

En effet, s'il y a beaucoup de moyens pour modifier le rapport cyclique des signaux produits par les différents multivibrateurs décrits, on ne pourra réaliser l'égalité des durées pendant lesquelles la tension est haute ou pendant lesquelles la tension est basse qu'au prix d'un *réglage*. Automatiquement un tel réglage peut être soumis à un « déréglage ».

Nous ne considérerons donc comme générateur de signaux symétriques que ceux qui donnent des tensions de ce type du fait de leur nature même.

En pratique, nous procéderons toujours en utilisant un système bistable (compteur binaire), qui divise par 2 la fréquence des impulsions appliquées à l'entrée.

Il est évidemment possible de réaliser de tels bistables avec des composants discrets. Le schéma de la figure 2-9 en donne un exemple, mais nous n'insisterons pas sur cette solution, qui n'est à employer que dans le cas (très exceptionnel) où l'on ne peut pas (à moins qu'on ne veuille pas) utiliser un circuit intégré.

Dans le cas du montage de la figure 2-9, l'impulsion de déclenchement doit être négative et d'assez courte durée. Les diodes D_1 et D_2 servent à aiguiller l'impulsion de commande vers celui des deux transistors qui est saturé. Les points (A) et (B) prennent des potentiels qui suivent, avec un certain retard, ceux du collecteur de T_1 et du collecteur de T_2, en raison des circuits intégrateurs R_1C_1 et R_2C_2. Plus la période minimale à produire est grande (fréquence faible), plus

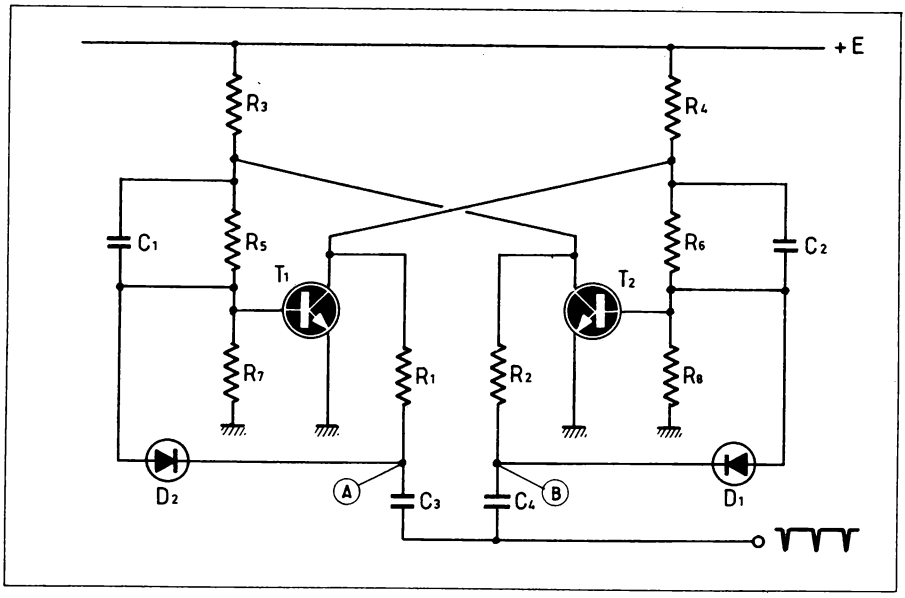


Fig. 2-9. — Exemple de réalisation d'un bistable symétrique en composants discrets (réalisation plutôt exceptionnelle). Exemple de réalisation : $T_1 = T_2 = 2\,N\,2222$, $R_1 = R_2 = 10\,k\Omega$, $R_3 = R_4 = 2{,}2\,k\Omega$, $R_5 = R_6 = 47\,k\Omega$, $R_7 = R_8 = 3{,}9\,k\Omega$, $C_1 = C_2 = 33\,pF$, $C_3 = C_4 = 1\,nF$ (dans le cas du fonctionnement à moins de 200 kHz).

on peut augmenter les constantes de temps correspondantes, ce qui améliore la stabilité de fonctionnement et permet d'utiliser une impulsion de commande dont la durée est moins critique.

En général, on emploie les circuits intégrés bistables, essentiellement les basculeurs du type J-K. On sait que de tels basculeurs changent d'état à chaque impulsion de commande si leurs entrées J et K sont reliées au +. Dans le cas d'un circuit TTL, comme il ne faut pas relier une entrée directement au $+V_{CC}$, on reliera les entrées J et K entre elles, et, par l'intermédiaire d'une résistance de 2 à 10 kΩ, au $+V_{CC}$.

Il y a une autre solution pour connecter les entées J et K. Elle est indiquée sur la figure 2-10. Comme on le voit, l'entrée J est reliée à la sortie $\overline{Q}$, l'entrée K étant commandée par la sortie Q. On remarquera, dans la plupart des basculeurs JK du type TTL, que l'entrée J se trouve souvent très proche de la sortie $\overline{Q}$, alors que l'entrée K est proche de la sortie Q, pour faciliter le câblage correspondant à la figure 2.10. On évite ainsi l'emploi de la résistance allant vers le $+V_{CC}$, dont nous avons parlé tout à l'heure.

Dans le cas d'un circuit intégré du type C-MOS, il est tout aussi facile de relier les entrées J et K directement au $+V_{DD}$.

Dans certains cas, si l'on ne dispose pas d'un bistable du type JK, mais d'une bascule D, on peut réaliser un compteur binaire par l'utilisation du schéma de la figure 2-11.

Il ne faut pas oublier, lors de l'emploi du basculeur « D » ou du type « JK », que ces circuits comportent en général une entrée de remise à zéro, appelée 0, Zéro,

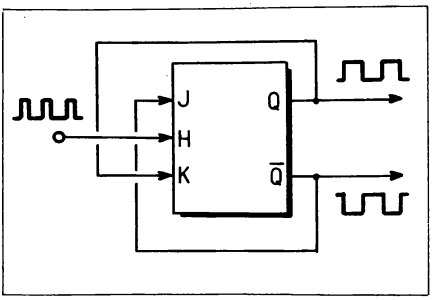


Fig. 2-10. — Quand on désire utiliser un basculeur intégré du type « J-K » pour obtenir des signaux rectangulaires symétriques, on peut relier les entrées J et K au $+V_{CC}$ (par une résistance, de préférence), mais on peut aussi relier J à la sortie Q et K à la sortie Q.

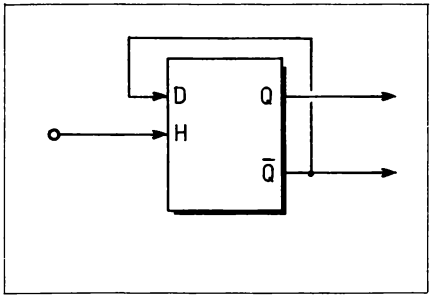


Fig. 2-11. — Un basculeur de type « D » se prête aussi au perfectionnement en compteur binaire : il suffit de relier son entrée D à sa sortie $\overline{Q}$.

Z, R, $\overline{R}$ ou « clear ». Suivant les cas (consulter la notice du circuit), il faut mettre cette entrée au niveau logique 1 ou 0 pour permettre au bistable de compter normalement.

Il peut arriver également que ces circuits possèdent une deuxième entrée de prépositionnement à l'état logique 1, appelée, selon les cas, 1, un, S, $\overline{S}$, ou « preset ».

En général, lorsque la lettre qui repère une de ces entrées est exprimée avec le signe de la négation logique (un trait au-dessus de la lettre), cela signifie que l'entrée est active quand on la porte au niveau zéro. Dans ce cas, on doit porter ladite entrée au niveau logique 1 pour que le basculeur fonctionne en compteur binaire simple.

Il existe également beaucoup de circuits compteurs binaires, en général associés par quatre (ou plus) dans un même boîtier.

En commandant un basculeur de ce type par des impulsions ayant les niveaux requis, il faut faire attention à délivrer à l'entrée « horloge » (ou $\overline{H}$ ou T, ou $\overline{T}$ ou « clock ») des signaux dont les flancs de montée et/ou de descente ont les durées requises par la notice du circuit.

Il est bien évident que, en utilisant un tel basculeur, on obtient des signaux de sortie rigoureusement symétriques, aussi bien sur la sortie Q que sur la sortie $\overline{Q}$. En effet, si l'on considère, par exemple, la sortie Q elle passera à niveau haut pour une impulsion, repassera à niveau bas pour la suivante, repassera à niveau haut pour l'impulsion d'après...

Il y aura donc une égalité parfaite entre la durée d'état « haut » sur Q et la durée de l'état « bas ».

Il est à noter que l'on dispose en même temps de deux signaux en opposition de phase, l'un sur Q, l'autre sur $\overline{Q}$.

Amplificateur de sortie

Quand on réalise un générateur de signaux symétriques de ce type, il est souvent nécessaire de faire suivre le circuit intégré d'un amplificateur, permettant de disposer de la tension et/ou de l'intensité requise par le montage qui utilise les signaux carrés en question.

Cette amplification n'est pas toujours absolument évidente : sa réalisation dépend de la technologie du circuit intégré employé.

Nous commencerons par le cas des circuits intégrés du type C-MOS. On sait que ces circuits comportent généralement, sur chaque sortie, un « buffer », ou amplificateur de puissance, généralement inverseur, réalisé selon le schéma de la figure 2-12. Ce montage comporte un transistor MOS de type P, T_1 et un MOS de type N, T_2.

Quand le potentiel du point (A) est bas, T_1 est conducteur et T_2 bloqué. Un MOS conducteur correspond à une résistance, assez faible, qui dépend de la tension d'alimentation du circuit. Si, à l'opposé, le point (A) est au potentiel d'alimentation positif $+V_{DD}$, c'est maintenant T_2 qui est conducteur et T_1 qui est bloqué.

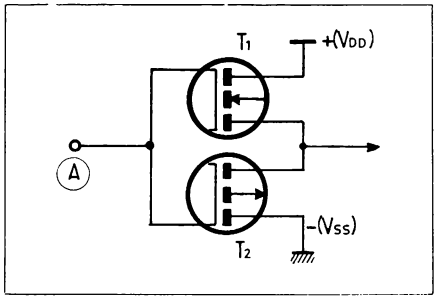
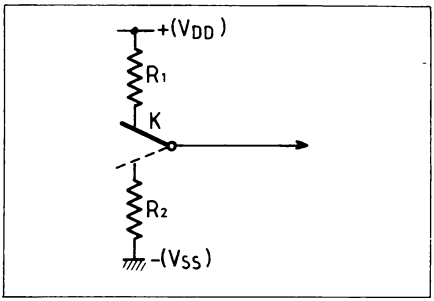


Fig. 2-12. — L'étage de sortie d'un circuit C-MOS, s'il est muni d'un « buffer » (cas le plus général) comporte deux transistors MOS en série, un type à canal N, T_1, et un type à canal P, T_2. Selon le niveau logique de la commande (A), un des deux transistors est bloqué, l'autre est conducteur.

Fig. 2-13. — L'étage « buffer » de la figure 2-12 se comporte, vu de la sortie, comme si la connexion de sortie était reliée par un commutateur, soit au $+V_{DD}$ par une résistance R_1 (trait gras) soit à la masse par une résistance R_2 (K sur sa position en trait pointillé). La connaissance des valeurs de R_1 et R_2, données par le manuel de caractéristiques en fonction de la valeur de la tension d'alimentation V_{DD}, permet de savoir ce que l'on peut attendre comme valeur de courant possible dans la sortie du circuit.



Suivant le potentiel de (A), la sortie se présente comme l'indique le schéma de la figure 2-13. Avec le point (A) au potentiel de la masse ou V_{SS}, la sortie se comporte comme l'indique la position en trait gras de l'inverseur K sur la figure 2-13. Si, au contraire, le point (A) au potentiel $+V_{DD}$, le tout se présente comme si le « commutateur » K avait la position indiquée en pointillés sur cette même figure.

Les résistances R_1 et R_2 correspondent aux résistances que présentent respectivement les transistors T_1 et T_2 à l'état passant. Elles peuvent varier de près de 2 000 Ω pour une tension d'alimentation de 5 V, descendant à moins de 1 000 Ω pour un V_{DD} de 12 à 15 V.

On peut donc utiliser ces sorties pour fournir ou consommer un courant. Ce courant devra toutefois être limité : pour une tension d'alimentation de 5 V, il ne faut guère dépasser 0,6 mA (fourni si la sortie est à l'état logique haut, ou consommé si elle est à l'état logique bas).

Pour une alimentation sous 12 V, on peut facilement prélever à la sortie (cas de l'état logique haut) ou fournir à cette sortie (état logique bas) un courant de 1,5 mA.

En augmentant le courant consommé à la sortie (ou fourni à cette dernière), on risque de perturber le circuit ou même, éventuellement, de le détériorer. C'est pourquoi il est recommandé d'utiliser un étage amplificateur extérieur si l'on souhaite disposer d'un courant de sortie plus élevé.

La réalisation de cet amplificateur dépendra de ce qu'on lui demande. Il se peut que l'on ne souhaite pas inverser le signal, c'est-à-dire que l'on souhaite conserver le même niveau logique. Il faudra alors utiliser :

— un étage unique monté en « collecteur commun »;

— deux étages en « émetteur commun », montés en cascade.

Nous commençons par l'étage collecteur commun. On peut le monter comme l'indique la figure 2-14. La présence de la résistance *r* n'est nullement indispensable. Elle a simplement pour but d'empêcher la destruction du transistor en cas de contact accidentel de la sortie et de la masse.

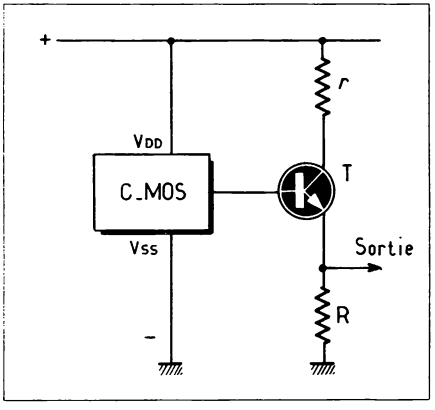


Fig. 2-14. — Pour disposer d'un courant de sortie plus important à partir d'une sortie de circuit intégré C-MOS, on peut utiliser un transistor N-P-N en collecteur commun (on peut alors fournir un courant notable à l'état logique haut, mais en consommer peu à l'état logique bas). La résistance *r* sert à protéger le transistor en cas de court-circuit entre sortie et masse.

Un tel étage présente l'avantage d'avoir une tension de sortie qui peut descendre rigoureusement à zéro (toujours dans le cas des circuits C-MOS). D'autre part, cet étage est apte à *fournir* un courant important; il ne peut en *consommer*, à moins d'utiliser une résistance R de faible valeur. Il est donc peu indiqué comme interface entre un circuit C-MOS et un circuit TTL.

Étant donné la faible consommation de courant sur la base de T, le potentiel de la sortie peut monter jusqu'à environ 0,6 V en dessous de $+V_{DD}$.

L'utilisation d'un étage comme celui de la figure 2-15 avec un transistor PNP, est prévue pour le cas où l'on souhaite pouvoir *consommer* du courant à la sortie.

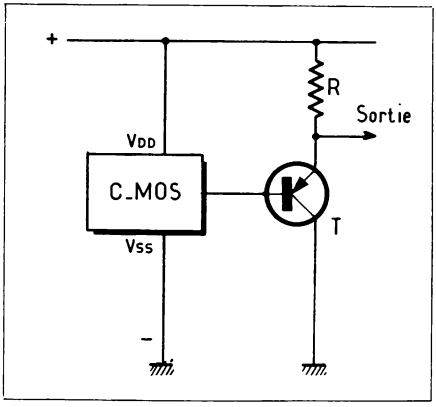


Fig. 2-15. — Si l'on veut que la sortie puisse consommer un courant notable à l'état logique bas, on peut utiliser un P-N-P en collecteur commun, mais le niveau bas ne descend alors qu'à 0,7 V minimum.

Il faut toutefois signaler que cet étage ne donnera, comme tension de sortie minimale, que +0,6 V. Il convient donc à peu près au cas de la TTL, et encore, en supposant que la tension de sortie de l'étage C-MOS descende vraiment à zéro pour l'état logique.

Amplificateur symétrique

Si l'on veut améliorer les performances, on pense souvent à l'utilisation de deux étages collecteur commun simultanément, ainsi que le représente le schéma de la figure 2-16. Nous avons évidemment l'avantage de réaliser ainsi un montage capable, à l'état logique haut, de *fournir* du courant (par T_1), et, à l'état logique bas, de pouvoir en *consommer* (par T_2). Il reste cependant l'inconvénient des seuils, dus aux transistors, ce qui fait que la tension de sortie ne descend pas à zéro.

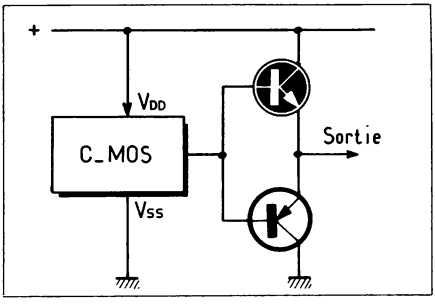


Fig. 2-16. — L'emploi simultané de deux « collecteur commun », un N-P-N et un P-N-P, permet de fournir un courant notable à l'état logique haut, et de consommer un courant important à l'état logique bas. Mais le niveau bas, est au minimum, de 0,7 V, comme dans le cas de la figure 2-15.

On rencontrera souvent l'emploi d'un étage amplificateur. Cet étage peut être, comme l'indique la figure 2-17 (a) un NPP, ou, comme sur la figure 2-17 (b), un PNP.

Dans ces deux montages, la résistance R est la résistance de charge, R′ étant utilisée pour limiter le courant base.

Il est à noter, dans le cas de la figure 2-17, la tension U peut être différente de la tension $+V_{DD}$. Ce sera le cas, en particulier, si l'on désire réaliser une interface entre un circuit C-MOS et un circuit TTL. Le C-MOS peut être alimenté sous une tension élevée (jusqu'à 15 V), et il ne faut pas appliquer plus de 5 V au circuit TTL.

C'est pourquoi on utilisera alors le montage de la figure 2-17 (a), qui peut consommer un courant notable à l'état logique bas, ce qui est indispensable pour commander une entrée TTL.

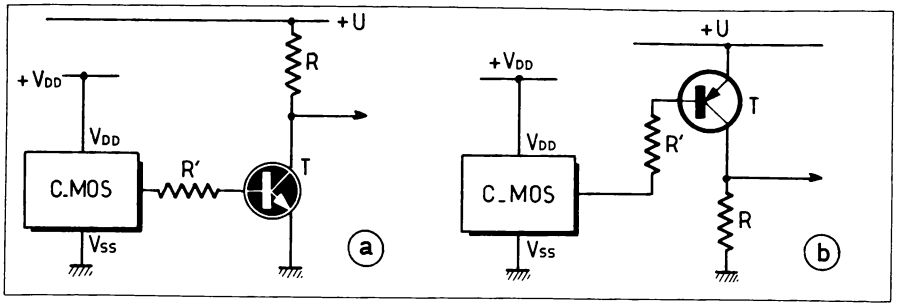


Fig. 2-17. — Le transistor T est employé en émetteur commun. Il y a inversion du signal, et l'on peut avoir une forte consommation de courant sur le collecteur de T à l'état logique bas (système conseillé pour l'interface des circuits C-MOS vers les circuits TTL). La tension U peut être inférieure, égale ou supérieure à V_{DD}.

La résistance R, dans ce cas, peut sembler inutile, puisqu'une entrée TTL ne consomme, en principe, aucun courant pour l'état logique haut. Il serait cependant contre-indiqué d'omettre cette résistance, car il est très déconseillé de laisser « en l'air » une entrée de TTL.

Évidemment, les montages de la figure 2-17 provoquent une inversion du niveau logique : leur sortie est basse si la sortie du C-MOS qui les commande est haute. Dans de nombreux cas, le circuit C-MOS permet d'obtenir deux sorties complémentaires (cas des monostables, des bistables...). Il est alors sans importance d'inverser le niveau logique de sortie : il n'y a qu'à choisir celle des deux sorties qui doit être inversée. On rencontre souvent le circuit amplificateur de la figure 2-18. Il est, lui aussi, inverseur. Il présente, par rapport aux circuits de la figure 2-17, l'avantage de donner des flancs montant et descendant aussi courts l'un que l'autre, puisque chaque flanc correspond au déblocage d'un des deux transistors. A l'opposé, le montage de la figure 2-17 donne des transitions rapides pour les flancs descendants (a) seulement ou pour les flancs montants (b) seulement.

Il faut toutefois retenir que le montage de la figure 2-18 doit toujours être alimenté par une tension U inférieure ou égale à V_{DD}. Ce montage a, en outre, un inconvénient qui peut être assez grave : à chaque transition, il y a un instant très

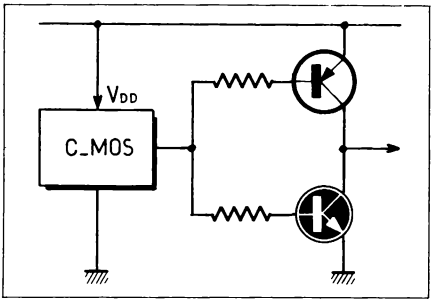


Fig. 2-18. — Avec un étage émetteur commun du type P-N-P, en employant une tension U inférieure ou égale à V_{DD}, on dispose d'un signal inversé, capable de débiter un courant notable à l'état logique haut.

court pendant lequel les deux transistors sont conducteurs en même temps. Comme rien ne vient limiter leur courant, on a alors une pointe d'intensité élevée dans le montage. Si les transitions ont lieu un grand nombre de fois par seconde, les transistors peuvent chauffer abusivement.

Quand on désire une forte puissance de sortie, il y a plusieurs solutions dont la plus classique est l'emploi de deux étages amplificateurs en cascade, par exemple, comme l'indique la figure 2-19: Comme le courant que le circuit C-MOS peut envoyer à la base de T_1 (ou, plus exactement, soutirer à cette base), peut atteindre le milliampère, T_1 peut fournir plus de 100 mA à la base de T_2, qui sera capable, dans ces conditions, de provoquer le passage d'un courant de plusieurs ampères dans la charge.

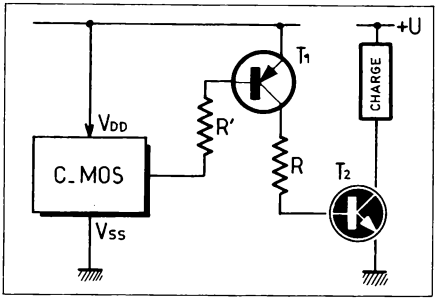


Fig. 2-19. — Le double amplificateur permet d'avoir à la fois un niveau de sortie qui va de zéro à V_{DD} (ou moins, en alimentant l'émetteur du P-N-P par une tension inférieure à V_{DD}), et un courant de sortie important, consommé à l'état bas si nécessaire, fourni à l'état haut si on en a besoin. Mais il faut éviter soigneusement que la sortie du C-MOS puisse se trouver à un niveau intermédiaire, et, lors des transitions, il y a forte consommation de courant pendant un temps assez court à travers les deux transistors.

On peut également, comme circuit de sortie utiliser les derniers-nés des transistors MOS de puissance, qui fonctionnent à « enrichissement ». Il y a des modèles qui, avec une polarisation de grille nulle sont bloqués, et, avec +5 V sur la grille, permettent le passage de plus de 2 A. La solution est d'un emploi assez simple et se généralisera sans doute quand les prix des transistors MOS de puissance auront encore un peu baissé.

Cas des TTL

Dans le cas des circuits TTL, dont on désire utiliser le signal de sortie, l'amplification peut utiliser l'un quelconque des schémas des figures 2-14 à 2-19. Mais il convient toutefois de se rappeler qu'un circuit TTL est essentiellement prévu pour *consommer* un courant assez notable en sortie, quand cette sortie est à l'état logique bas. A l'opposé, le circuit TTL n'est pas prévu, en principe, pour *fournir* un courant fort à l'état logique haut. Les cas les plus classiques prévoient un courant consommé allant jusqu'à 16 mA à l'état logique bas, et un courant fourni maximal de 1 mA à l'état logique haut.

Donc, si l'on utilise, par exemple, le montage de la figure 2-14 avec un circuit TTL, il faut rajouter une résistance dite de « tirage », c'est-à-dire une résistance entre le $+V_{CC}$ et la sortie du circuit TTL (donc la base de T). Cette résistance est chargée de fournir en permanence un certain courant qui ira, suivant l'état logique de la sortie, dans le circuit TTL vers la masse (niveau bas), soit vers la base du transistor (niveau haut).

D'une façon générale, la résistance de tirage est toujours conseillée quand on souhaite obtenir un niveau de 5 V en sortie. Le niveau haut, dans un circuit TTL, est seulement, en minimum garanti, égal à 2,4 V, pour avoir 5 V, on ne peut le faire qu'avec la résistance de tirage.

CHAPITRE 3

Tops et dents de scies

On désigne sous le nom de « top » un signal qui reste pendant un temps très bref à un niveau différent de son niveau normal. Il peut s'agir d'un top négatif ou positif.

Si nous nous bornons au cas des tops positifs, nous pourrons avoir, comme forme d'ondes, un des aspects indiqué sur la figure 3-1.

Le modèle (a) correspond au cas d'un signal rectangulaire, dont la durée t, *est généralement très courte par rapport à sa période de répétition.*

On rencontre également, très souvent, une forme d'onde comme celle qui est indiquée en (b), avec un flanc avant très raide, le flanc arrière étant plus arrondi. C'est ce que nous obtiendrons par dérivation d'un signal rectangulaire.

Le plus souvent, lorsque l'on observe à l'oscilloscope un top, on voit quelque chose d'analogue à (c). La durée du signal est si courte que l'on ne peut distinguer son flanc montant de son flanc descendant. Il arrive même que le signal soit difficile à voir, tellement il est peu lumineux sur la trace de l'oscilloscope.

Pour produire des tops, nous avons le choix entre la méthode directe, qui donne, par elle-même, des signaux très courts, ou une mise en forme utilisant une dérivation.

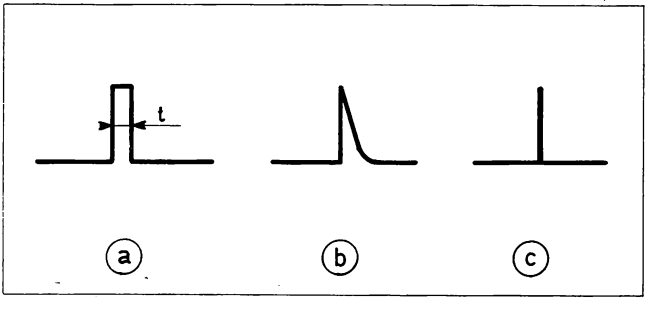


Fig. 3-1. — Les différentes formes d'ondes correspondant aux signaux que l'on désigne sous le nom de « tops ».

3-1 — PRODUCTION DE TOPS PAR LES MONOSTABLES

Définitions

On appelle monostable un ensemble électronique qui a un état de repos, dans lequel il peut demeurer indéfiniment. C'est ce que l'on appelle l'état *stable*. Ce montage doit avoir aussi un état dit « quasi-stable », dans lequel il peut passer sous l'influence d'une action extérieure. Il y reste un temps déterminé T, après lequel il repasse spontanément à son état stable. Le temps T s'appelle la période du monostable.

Il convient de préciser que, lorsqu'un monostable vient de fonctionner, il est possible qu'il ne puisse pas être redéclenché immédiatement. On doit alors indiquer la valeur du « temps de récupération », que l'on doit observer entre la fin d'un signal et le commencement du suivant. Si l'on essaye de redéclencher le monostable trop tôt, il se peut que sa période en soit modifiée, ou même qu'il refuse totalement de fonctionner.

Il existe, surtout dans les réalisations sous forme de circuits intégrés, des monostables appelés « re-déclenchables » ou « retriggerables ». La figure 3-2 montre, par des formes d'ondes, le comportement de ces montages.

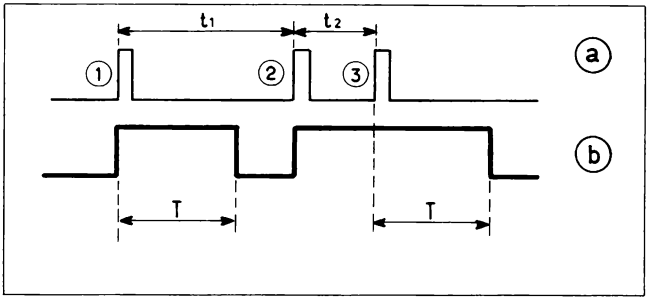


Fig. 3-2. — Si l'on applique les impulsions de déclenchement (a) à un monostable du type « redéclenchable », le fonctionnement est normal entre les impulsions (1) et (2), séparées par un temps t_1 inférieur à T (période du monostable). Mais, comme l'impulsion (3) arrive après (2) avec un écart de temps t_2 inférieur à T, la sortie du monostable redéclenchable (b) reste au niveau haut pendant un temps T après l'impulsion (3).

Nous appliquons en (a) le signal de déclenchement, et nous observons en (b) le signal de sortie du monostable. On voit que, le temps qui sépare la commande n° 1 de la commande n° 2 (t_1) étant supérieur à T, le monostable est déclenché par l'impulsion 2 après un retour à zéro.

Mais, le temps (t_2) qui sépare l'impulsion 3 de l'impulsion 2 étant inférieur à la période T, l'impulsion n° 3 arrivera au monostable pendant que ce dernier est en train de fournir son signal de sortie. Si ce monostable est « redéclenchable » on constatera, comme sur la courbe de la figure 3-2 (b), une prolongation du signal de sortie, dont la fin sera retardée d'un temps T par rapport au dernier signal envoyé.

Dans un tel monostable, si on lui envoie des signaux de déclenchement périodiques ayant une période inférieure à celle du monostable, la sortie de ce dernier

reste constamment au niveau haut, tant que l'on continue à envoyer des signaux.

Dans le cas d'un monostable non redéclenchable, en le commandant comme l'indique la figure 3-2, il n'aurait tout simplement tenu aucun compte de l'impulsion n° 3.

On pourrait penser que le monostable n'est pas la solution de choix pour produire un top, étant donné qu'il faut le déclencher lui-même par un autre signal, donc, par un autre top...

En réalité, un monostable peut être déclenché (surtout les modèles en circuits intégrés) par un flanc de signal, autrement dit une transition depuis un niveau bas vers un niveau haut, ou inversement.

Monostable à transistors

Nous rappellerons sommairement le schéma d'un monostable à transistors : il est reproduit sur la figure 3-3. Dans son état de repos, T_3 est saturé, son collecteur est à un potentiel presque nul, bloquant T_2.

Pour le déclencher, on envoie au point (A) un signal positif, plus court que la période du monostable, qui débloque le transistor T_1 et abaisse, de ce fait, le potentiel collecteur de T_2. Un processus cumulatif conduit au blocage de T_3, le transistor T_2 passant à l'état saturé : nous sommes dans l'état quasi-stable.

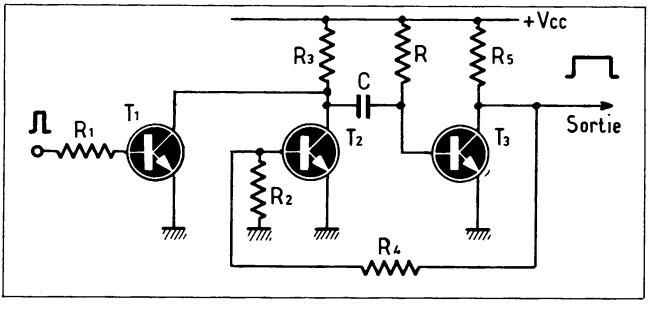


Fig. 3-3. — Exemple de réalisation d'un monostable en composants discrets. Dans l'état stable, T_2 est bloqué et T_3 est saturé. Un signal positif sur la base de T_3 (également bloqué en temps normal) amorce le fonctionnement, T_2 se débloque et T_3 se bloque pendant un temps T voisin de 0,7 R C) Exemple pratique de réalisation : transistors 2 N 2222, V_{CC} = 6 V, R_1 = 10 kΩ, R_2 = R_3 = R_5 = 4,7 kΩ, R_4 = 68 kΩ, de 22 à 330 kΩ, C de 470 pF à 100 μF (si on utilise un condensateur électrochimique, placer le pôle + vers le collecteur de T_2).

Après un temps T, approximativement égal à 0,7 RC, le monostable repasse spontanément à son état stable. Le temps de récupération doit être considéré comme le triple ou le quadruple de la constante de temps R_3C, qui est le temps nécessaire pour recharger le condensateur C, à travers R_3 et la jonction base-émetteur de T_3, lors du reblocage de T_2.

Un tel monostable présente l'intérêt de permettre l'utilisation de résistances R de fortes valeurs. Il suffit, pour assurer une bonne saturation de T_3 pendant l'état quasi-stable, de choisir une résistance R inférieure au produit de R_5 par le gain statique de T_3. Si ce dernier gain est, par exemple, de 200 pour le courant considéré (V_{CC}/R_5), on pourra, avec R_5 = 4,7 kΩ, utiliser une résistance R qui

approche le mégohm. L'intérêt d'une grande valeur de R est de permettre la réalisation d'une grande période, sans devoir utiliser un condensateur C de capacité abusive.

Monostables intégrés

Dans la plupart des cas, plutôt que de devoir réaliser un monostable avec des éléments séparés, on préfère employer un circuit intégré.

Il en existe de différents types, mais, presque toujours, il s'agit d'un montage dans lequel on détermine la période par un condensateur extérieur et une résistance extérieure.

Ce qui différencie les nombreux modèles existant est essentiellement :

— le fait qu'il y ait un ou deux monostables dans le boîtier;

— la technologie utilisée (TTL ou C-MOS);

— la possibilité pour le monostable d'être redéclenchable ou non.

En ce qui concerne le déclenchement, ces monostables intégrés comportent généralement une ou plusieurs entrées « A », ainsi qu'une ou plusieurs entrées « B ». Le déclenchement a généralement lieu dans les deux cas suivants :

1) l'entrée A (ou les entrées A) est portée au niveau logique zéro, et l'on augmente le niveau de l'entrée B, en lui faisant franchir un certain seuil;

2) l'entrée B est portée au niveau logique haut, et l'on amène l'entrée A (ou les entrées A) au niveau logique zéro.

En général, sans que cela soit rigoureusement obligatoire, le premier mode de déclenchement (élévation du niveau de B, avec A égal à zéro), peut se faire avec une vitesse quelconque de variation de B : l'entrée B agit sur le montage à travers un Trigger de SCHMITT.

A l'opposé, le déclenchement réalisé suivant le second mode (B = 1, A amené à zéro), nécessite une transition à flanc raide sur l'entrée A.

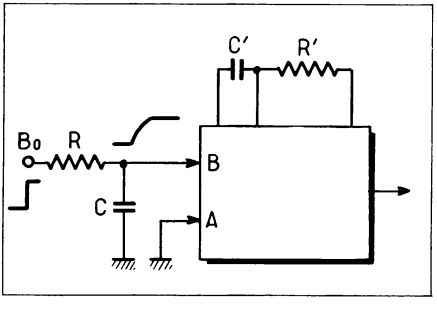


Fig. 3-4. — Dans les circuits intégrés monostables, on détermine la période T par une résistance R' et un condensateur C' extérieurs au circuit. Le déclenchement est réalisé par des entrées A et B. Le déclenchement par un signal montant sur l'entrée B, l'entrée A étant à la masse, peut se faire même si le flanc appliqué à B est très peu raide. On peut donc ainsi, par un circuit intégrateur R-C, retarder le début du signal du monostable par rapport au flanc raide de commande (appliqué en B_0).

On a ainsi une grande souplesse d'utilisation. Les entrées qui sont, en principe, maintenues à un niveau logique donné, peuvent être utilisées comme inhibition du signal si le système le requiert.

Il est à noter que, en utilisant l'entrée B et en la commandant ainsi que le montre la figure 3-4, avec un circuit intégrateur R-C qui ralentit la montée du signal appliqué à B, on peut faire en sorte que le signal du monostable commence avec un certain regard par rapport au flanc appliqué en B. On a ainsi la possibilité d'avoir un déclenchement légèrement retardé, par exemple par rapport au signal

d'un autre monostable, et nous verrons que l'on peut en avoir besoin en de nombreuses circonstances (commandes échelonnées de comptage, de remise à zéro, de prise en mémoire, etc.).

Le constructeur du circuit intégré précise si son circuit est redéclenchable ou non. S'il ne l'est pas, il précise également le temps de récupération correspondant à une période donnée.

Certains monostables ont, en plus des entrées A et B, une entrée de remise à zéro, qui ramène la sortie au niveau zéro si l'on agit sur cette entrée pendant la période du monostable : on peut ainsi raccourcir le signal si cela s'avère nécessaire.

La *technologie* joue un grand rôle dans les possibilités d'emploi du circuit.

C'est ainsi que, par exemple, dans les monostables en technologie TTL, on peut descendre à une période très courte (30 ns), mais on peut difficilement monter à une période longue, car la valeur maximale de la résistance extérieure qui détermine la constante de temps ne dépasse jamais 50 kΩ et quelquefois, doit être inférieure à 20 kΩ.

Indépendemment de ce fait, certains monostables intégrés ne permettent pas l'utilisation d'un condensateur électrochimique, car la tension aux bornes du condensateur peut s'inverser pendant le fonctionnement. Les notices d'application des constructeurs indiquent comment tourner cette difficulté si cela s'avère nécessaire.

A l'opposé, les monostables en technologie C-MOS permettent l'utilisation de résistances extérieures allant jusqu'au mégohm. On réalise ainsi, si l'on en a besoin, un monostable à très longue période (on peut facilement dépasser la minute si on le désire). En revanche, les monostables en technologie C-MOS ne permettent pas de descendre à des durées aussi courtes que les réalisations TTL. Il faut toutefois préciser qu'ils ont l'avantage d'une consommation très faible sur l'alimentation, comme tous les circuits intégrés C-MOS.

Nous citons ici, à titre de référence, l'emploi du circuit intégré bien connu « 555 » comme monostable. Nous y reviendrons lors de l'étude spécifique de ce circuit comme producteur de signaux en dents de scie.

3-2. — PRODUCTION DE TOPS PAR LE BLOCKING MONOSTABLE

On peut obtenir des tops brefs bien calibrés par l'oscillateur dit « blocking » qui fonctionne en une seule oscillation et se rebloque spontanément.

Le schéma de ce montage est indiqué sur la figure 3-5. Le transformateur T_r est un modèle de petites dimensions, dont le noyau magnétique dépasse rarement 0,5 cm² de section, avec une centaine de tours au primaire et au secondaire.

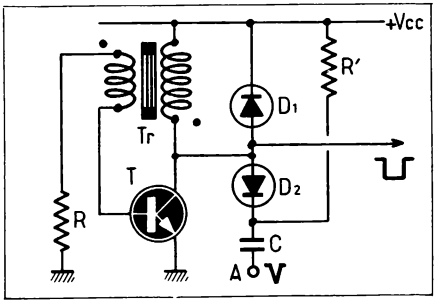


Fig. 3-5. — Montage « blocking » du type monostable : une impulsion négative en (A) provoque le déblocage du transistor pendant un temps fonction du coefficient de self-induction primaire de Tr, du gain du transistor et de la résistance R.

En raison du fait que l'enroulement allant à la base du transistor retourne à la masse, il n'y a normalement pas de courant dans le transistor. On peut faire démarrer ce courant en envoyant une impulsion négative au point A. Elle est transmise par le condensateur C et la diode D_2 au collecteur du transistor, dont le potentiel commence à baisser. En raison du couplage entre les enroulements, une tension est induite dans l'enroulement base, tendant à rendre cette dernière positive, ce qui augmente le courant dans l'enroulement collecteur, puisque le transistor devient donc conducteur.

Le phénomène est « cumulatif » et l'on arrive très rapidement à la saturation du transistor, dans lequel le courant collecteur augmente suivant une loi à peu près linéaire en fonction du temps. On arrive rapidement au courant maximal limité par le courant base (à cause de la résistance R). A ce moment, le courant collecteur ne peut plus augmenter, la tension induite dans l'enroulement base diminue... Le phénomène cumulatif repart en sens inverse, amenant rapidement le blocage du transistor.

Lors de ce blocage, la surtension dans l'enroulement collecteur pourrait donner une pointe positive de potentiel sur le collecteur. Le rôle de la diode D_1 est d'éliminer cette surtension.

On recueille donc sur le collecteur du transistor un signal négatif dont la durée est fonction du gain du transistor, du coefficient de self-induction de l'enroulement collecteur et de la valeur de la résistance R.

Au lieu de déclencher ce montage par une diode arrivant sur le collecteur, on peut le faire au moyen d'une impulsion envoyée dans un troisième enroulement du transformateur, enroulement communément désigné sous le nom de « tertiaire ».

Ce blocking se prête parfaitement à l'obtention de tops très courts, produits avec une certaine puissance.

C'est une version un peu différente de ce montage qui est représentée sur la figure 3-6. Le fonctionnement est le même lors de l'amorçage des phénomènes cumulatifs, mais, cette fois, il s'agit d'un relaxateur, c'est-à-dire d'un montage qui fonctionne spontanément, sans déclenchement extérieur, et fournit des tops régu-

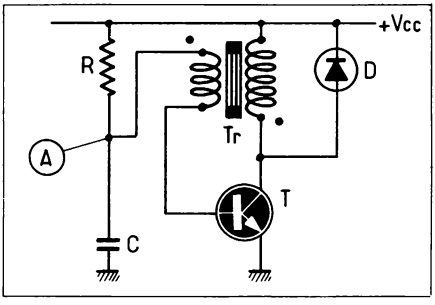


Fig. 3-6. — En ramenant la résistance R vers le $+V_{CC}$, et en utilisant un condensateur C comme intégrateur, on rend le blocking astable : le tout oscille spontanément, produisant une dent de scie aux bornes de C et des tops brefs négatifs sur le collecteur de T.

lièrement espacés sur le collecteur. Le déclenchement a lieu quand la résistance R ramenant le potentiel du point (A) vers une valeur de moins en moins négative, permet au transistor de commencer à se débloquer.

Après l'oscillation conduisant le transistor à la saturation pendant un instant très court, le courant base du transistor charge C de telle sorte que le potentiel du point (A) devient fortement négatif. Le transistor se bloque alors jusqu'au top suivant.

Ce type de montage est employé parfois, comme base de temps, dans certains récepteurs de télévision.

3-3. — LES SIGNAUX EN DENTS DE SCIE

Définitions

Nous allons maintenant examiner comment on fabrique des signaux dits « en dents de scie ». De tels signaux sont ceux que représente la forme d'onde de la figure 3-7. On voit qu'il s'agit d'une tension qui monte régulièrement d'une valeur minimale A à une valeur maximale B, après quoi, elle redescend, en général plus rapidement, jusqu'à la valeur A.

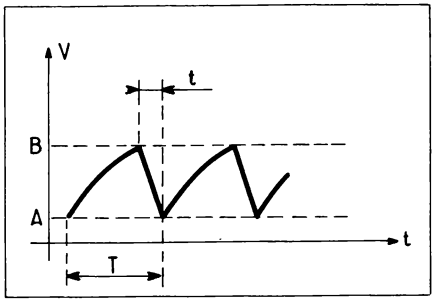


Fig. 3-7. — Dans un signal en dent de scie, on appelle « taux de retour » le rapport t/T.

On désigne sous le nom de « taux de retour » le rapport $\frac{t}{T}$ qui représente la proportion de la période totale T pendant laquelle le signal redescend. Dans de nombreux cas, ce taux de retour est très petit : la descente est presque verticale.

On peut réaliser des dents de scies dites « symétriques », également nommées « dents de scie-à-bois » pour lesquelles le taux de retour est de 0,5 (on dit aussi 50 %).

D'une façon générale, de tels signaux sont presque toujours obtenus en chargeant un condensateur par un courant, si possible constant, et en le déchargeant par un dispositif qui détecte le passage de la tension aux bornes du condensateur par la valeur B.

Une dent de scie est dite « linéaire » si la montée de tension suit une loi linéaire en fonction du temps : cela requiert un courant constant pour charger le condensateur. Il peut très bien se faire que le courant de charge varie pendant la charge : la dent de scie est alors incurvée, ce qui se rencontre très fréquemment.

C'est en particulier, ce qui se produit quand on charge le condensateur à travers une résistance depuis une source de tension constante : au fur et à mesure que la tension aux bornes du condensateur monte, celle que l'on trouve aux bornes de la résistance diminue évidemment. Le courant de charge diminue donc dans la même proportion, cela entraîne une réduction de la pente de la tangente à la courbe. La dent de scie monte rapidement au début, de plus en plus lentement à la fin.

Nous verrons plus loin comment on s'y prend pour rendre cette charge plus linéaire : on utilise un générateur de courant constant ou l'on s'arrange, ce qui revient au même, pour maintenir constante la tension aux bornes de la résistance.

Le système de décharge du condensateur

Pour produire une tension en dent de scie il est nécessaire, comme nous l'avons dit plus haut, de décharger périodiquement le condensateur. Le système qui provoque cette décharge peut être :

— à fonctionnement « spontané », c'est-à-dire qu'il provoque spontanément la décharge quand la tension aux bornes du condensateur atteint une certaine valeur;

— à fonctionnement « commandé », c'est-à-dire que c'est une action extérieure, indépendante de la charge du condensateur (et, le plus souvent périodique) qui provoque la décharge.

Dans ce second type de système nous rangerons tout simplement le transistor, normalement bloqué, placé en parallèle avec le condensateur et dont on excite la base quand on veut décharger le condensateur.

Parmi les dispositifs à fonctionnement spontané, le plus classique est probablement le transistor unijonction (UJT).

Nous nous contenterons de rappeler que, si l'on maintient entre sa base B_1 et sa base B_2 une tension constante V_{BB}, il n'y a aucun courant, en pratique, qui passe dans sa connexion d'émetteur tant que le potentiel de cet émetteur est inférieur à une certaine valeur, dite « tension de pic », définie à partir de V_{BB} par la relation :

$$V_p = \eta V_{BB} + 0{,}6$$

Le coefficient η est caractéristique du transistor unijonction; il varie, suivant les modèles, de 0,4 à 0,7.

Quand le potentiel de l'émetteur (compté par rapport à celui de la base B_1), atteint la valeur V_p, si l'on arrive à fournir un courant supérieur au courant pic I_p (quelques microampères ou même une fraction de microampère), le système fonctionne avec une résistance dynamique *négative*, c'est-à-dire que le potentiel de l'émetteur *décroît* si le courant émetteur augmente.

La zone de fonctionnement à résistance négative est limitée par un régime dit de « vallée », qui correspond à une tension V_v, très inférieure à V_P et à un courant de vallée I_v, en général de quelques milliampères.

Si l'on monte donc un UJT comme l'indique la figure 3-8, le condensateur C se chargera à travers la résistance R jusqu'à ce que le point (A) atteigne le potentiel V_p.

A ce moment, le courant commencera à passer dans l'émetteur, augmentant rapidement en raison du processus cumulatif, et amenant une décharge du condensateur jusqu'au point de vallée.

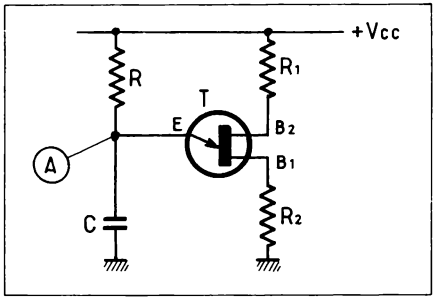


Fig. 3-8. — Le transistor unijonction T (nommé UJT) est un excellent moyen de décharge périodique du condensateur C. La résistance R_2 (que l'on peut omettre) limite le courant crête de décharge de C; R_1 (que l'on peut également omettre) améliore la stabilité du montage en température.

Les résistances R_1 et R_2 ne sont pas indispensables au fonctionnement du montage. La résistance R_2 sert :

— à limiter le courant crête de décharge de C, qui pourrait atteindre des valeurs dangereuses pour l'UJT;

— à obtenir une impulsion positive sur la base B_1, utile pour de nombreuses applications (en particulier, pour le déclenchement d'un thyristor).

La résistance R_1 doit être calculée en fonction de l'UJT, de la tension d'alimentation, pour arriver à réduire à une valeur très faible la sensibilité du montage à la température.

Il est à signaler qu'un générateur de ce type est extrêmement stable : si l'on change sa tension d'alimentation V_{CC} entre 6 et 12 volts, on peut n'obtenir qu'une variation de fréquence de l'ordre de 1 %.

Cette stabilité explique l'utilisation de l'UJT dans de nombreux appareils de musique électronique.

Évidemment, la dent de scie obtenue au point (A) est à pente très variable. D'autre part, si l'on désire « utiliser » cette tension, c'est-à-dire lui faire débiter un courant, on va la perturber plus encore.

De toutes façons, pour que le montage de la figure 3-8 fonctionne, il faut que le courant dans R au moment où le point A atteint la tension de pic soit supérieur au courant pic c'est-à-dire que l'on ait :

$$\frac{V_{CC} - V_p}{R} > I_p$$

D'autre part, il faut que la décharge puisse se désamorcer, c'est-à-dire que le courant fourni à travers la résistance R quand le point (A) est au potentiel V_v, soit inférieur au courant de vallée, ce qui implique que :

$$\frac{V_{CC} - V_v}{R} < I_v$$

Dans ces deux inégalités, les valeurs de R_1 et de R_2 ne jouent généralement pas un rôle important.

La linéarisation de la trace

Le schéma de la figure 3-9 indique une réalisation possible (et très simple) d'un générateur de dents de scie d'une excellente linéarité.

Il utilise la technique dite du « boostrap », c'est-à-dire qu'il emploie un amplificateur de gain unité (ou presque) en tension, permettant de maintenir une tension pratiquement constante aux bornes de la résistance R_4, à travers laquelle se charge le condensateur C. Cet amplificateur est réalisé par une combinaison d'un transistor PNP T_3 et d'un transistor PNP T_2.

Nous reviendrons plus loin sur ce type d'amplificateur, dont l'entrée est la base de T_2, la sortie étant constituée par le collecteur de T_3. Avec une résistance r nulle (court-circuitée), le gain dynamique de l'ensemble serait extrêmement proche de l'unité, très légèrement inférieur à cette valeur.

On n'aurait donc qu'un décalage de tension, pratiquement constant, entre la base du NPN et le collecteur du PNP (relié à l'émetteur du NPN).

La présence de la résistance r permet de donner à l'ensemble un gain dynamique très légèrement supérieur à l'unité.

Imaginons maintenant ce qui se passe quand le condensateur C se charge. Le potentiel du point (A) s'élève, celui du point (B) en fait autant, avec une variation presqu'égale (très légèrement supérieure, en fait) à celle du potentiel du point (A).

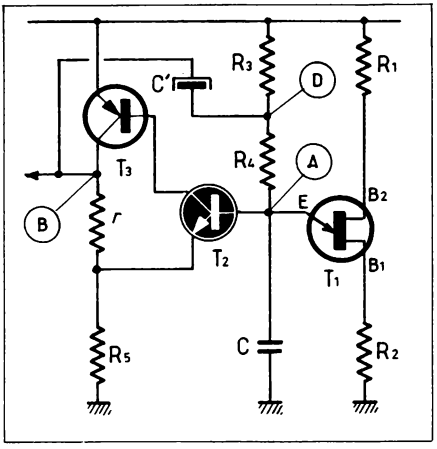


Fig. 3-9. — Montage d'un UJT avec un système « bootstrap » : un amplificateur de gain presque égal à l'unité en tension (légèrement supérieur à 1 du fait de la présence de *r*), permet de rendre la variation du potentiel de (D) pratiquement égale à celle du potentiel de (A) et de (B) : on maintient alors une tension constante aux bornes de R_4, donc un courant constant pour charger C. On a ainsi des dents de scie linéaires. Le signal est fourni sous basse impédance au point (B).

Comme le condensateur C′ a une capacité considérable, la tension à ses bornes ne peut varier d'une façon notable. Le potentiel du point (D), qui est supérieur à celui du point (A), va donc varier de la même quantité que celui du point (B).

Si nous négligeons, pour le moment, le fait que le gain de l'ensemble est un peu supérieur à l'unité, nous voyons que la variation du potentiel du point (B) est la même que celle du point (A) : la tension aux bornes de R_4 demeure donc constante, le condensateur se charge suivant une loi linéaire jusqu'à la valeur V_p.

La résistance R_3 doit être suffisamment faible pour ne pas perturber le système, mais tout de même suffisamment élevée pour que la constante de temps C'-R_3 soit très grande par rapport à la période de la dent de scie.

Venons-en maintenant à l'utilisation d'un gain supérieur à l'unité.

Toutes les causes qui peuvent influer sur la linéarité de la dent de scie ont tendance à diminuer sa pente en fin de charge. Ces causes sont essentiellement :

— une décharge légère du condensateur C′ pendant la montée de tension en A ;

— une consommation croissante de courant base par le transistor T_2 ;

— une consommation éventuelle croissante de courant de fuite par l'émetteur de l'UJT.

C'est la raison pour laquelle l'utilisation d'un gain légèrement supérieur à l'unité permet de compenser ces défauts : la tension du point (D) monte un tout petit peu plus que celle du point (A) : le courant dans R_4 est donc légèrement croissant pendant la charge de C. Ce fait compense les fuites diverses qui tendent toutes à réduire le courant arrivant à C au fur et à mesure que la tension aux bornes de ce dernier augmente.

Un autre avantage important de ce montage est le fait que l'on dispose, sur le collecteur de T_3, d'une tension en dents de scie fournie par un générateur de faible résistance interne, ce qui permet d'« utiliser » la tension en dents de scie sans la déformer.

Exemple pratique

Pour donner une idée de la façon dont les composants se déterminent, nous indiquons ci-après les valeurs que l'on peut utiliser et comment on les calcule.

Nous désirons, avec une alimentation $V_{CC} = 12$ V, obtenir une dent de scie à une fréquence de récurrence de 2 kHz avec une bonne linéarité, en utilisant un transistor unijonction T_1 du type 2 N 2646.

Pour ce transistor, les notices nous indiquent qu'il a un coefficient $\eta = 0{,}65$, que sa résistance entre bases est de $R_{BB} = 7$ kΩ. Cela nous permet, avec 12 V d'alimentation, de déterminer la valeur optimale de R_1 par la formule :

$$R_1 = \frac{1{,}3}{V_{CC}} \quad R_{BB} = 750\ \Omega$$

Du fait de R_1, la tension entre les bases est réduite, et devient comme on peut facilement le calculer

$$V_{BB} = 10{,}8\ V$$

On en déduit que la tension de pic est donc égale à :

$$V_p = 7{,}6\ V$$

Une mesure nous indique que la tension de vallée est voisine de $V_v = 2{,}2$ V.

Nous allons choisir arbitrairement la valeur du condensateur C, valeur que nous retoucherons si les calculs ultérieurs nous conduisent à des résultats anormaux. Nous prendrons $C = 0{,}1$ μF.

Nous devons charger le condensateur C de la tension 2,2 V à 7,6 V en 500 μs (une période d'un signal à 2 kHz).

Le courant de charge de ce condensateur est donc égal à :

$$i = C \frac{dV}{dt} = 10^{-7} \frac{7{,}6 - 2{,}2}{500.10^{-6}} = 1{,}08.10^{-3}\ A = 1{,}08\ mA$$

Nous allons utiliser, pour obtenir ce courant, des résistances R_3 et R_4 dont nous examinerons le comportement quand le condensateur C'est entre la tension de vallée et la tension de pic, c'est-à-dire qu'il est chargé à environ 4,5 V.

Il reste donc à peu près 12 — 4,5 = 7,5 V aux bornes de R_3 et R_4. Pour obtenir dans ces résistances un courant de 1,08 mA, on voit donc que la somme de ces résistances doit faire environ 6,9 kΩ.

Nous prendrons une résistance R_3 de 2,7 kΩ, et une résistance R_4 de l'ordre de 5,1 kΩ.

La constante de temps $C'R_3$ doit être très grande par rapport à 500 μs. Nous la prendrons 1 000 fois plus grande, soit une constante de temps de 500 ms = 0,5 s. Cela conduit à une valeur de $C' = 180$ μF.

Il reste à déterminer la valeur de R_5. Nous admettrons un courant dans cette résistance qui puisse aller jusqu'à 10 mA. Comme la tension de sortie au point (B) va monter à environ 0,6 V en dessous de la tension de pic (ce décalage est dû à la tension V_{BE} de T_2), le potentiel du point B montera jusqu'à 7 V. Nous pouvons donc utiliser une résistance R_5 de l'ordre de 680 Ω.

Puisque le courant collecteur de T_3 atteindra 10 mA, avec un transistor ayant un gain de 200, son courant base atteindra environ 200 fois moins, soit 50 μA. Nous pouvons raisonnablement nous attendre à obtenir un tel courant collecteur de T_2 pour un courant base de ce transistor inférieur au microampère. On voit que ce courant ne perturbe absolument pas la charge de C.

En ce qui concerne la détermination de r (qui doit être inférieure à 50 Ω), on ne peut guère la faire que par voie expérimentale, ou en se lançant dans des calculs assez compliqués.

Il est à noter que, en raison de l'emploi d'un étage T_2 et T_3 d'un gain en tension légèrement supérieur à l'unité, nous aurions pu réduire la capacité de C', en augmentant un peu le gain de l'étage T_2 T_3, par une légère augmentation de r.

L'intégrateur de Miller

Une autre solution pour la production des dents de scie très linéaires est l'emploi d'un amplificateur opérationnel, sur lequel nous reviendrons ultérieurement, qui a le grand intérêt de maintenir toujours le potentiel de son entrée — égal à celui de son entrée + par le jeu des circuits de contre-réaction extérieurs (ici, le condensateur C dans la figure 3-10).

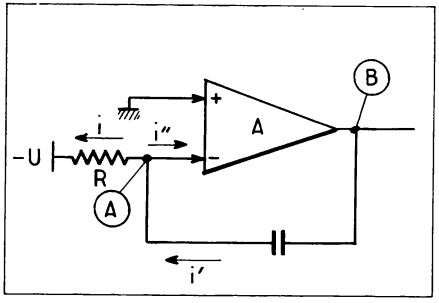


Fig. 3-10. — Avec un amplificateur opérationnel, on réalise un « intégrateur de MILLER », donnant une dent de scie très linéaire en sortie, parce que l'amplificateur, en maintenant le potentiel de son entrée − (inverseuse) à la même valeur que celui de son entrée + (non inverseuse), maintient constant le courant *i* qui va charger le condensateur, le courant *i''* d'entrée de l'amplificateur étant négligeable par rapport à *i*, qui est donc égal à *i'*.

Dans un tel amplificateur, puisque le potentiel du point (A) est maintenu pratiquement à zéro, le courant passant dans R est donc :

$$i = \frac{U}{R}$$

D'autre part, comme le courant i'', qui entre dans l'amplificateur doit être considéré comme négligeable, on en conclue que $i = i'$ donc, un courant constant de valeur i' charge le condensateur C. Le potentiel du point P s'accroît donc suivant une loi parfaitement linéaire.

Ce type d'intégrateur est très intéressant, mais la décharge du condensateur C est un peu plus difficile avec lui que dans le montage bootstrap, en raison du fait que ce condensateur n'a pas d'extrémité connectée à la masse.

3-4. — PRODUCTION DE TOPS ET DE DENTS DE SCIE PAR LE CIRCUIT « 555 »

Contrairement à notre habitude, nous décrirons assez largement le circuit intégré, d'un emploi tellement général que l'on peut dire qu'il est devenu l'« arme lourde » des réalisateurs de générateurs en dent de scie... et de beaucoup d'autres utilisateurs.

Ce circuit intégré, très économique, se présente, suivant une structure simplifiée, comme l'indique le schéma-bloc de la figure 3-11.

Les composants fondamentaux de ce circuit sont essentiellement :

— un diviseur de tension, comportant trois résistances égales R, définissant les niveaux de commutation;

— deux « comparateurs » C_1 et C_2, commandés par les niveaux définis ci-dessus et, pour chacun d'eux par une entrée séparée;

— un basculeur bistable du type « R-S », qui a deux entrées de commande, chacune ne pouvant agir que dans un sens défini (nous y reviendrons plus loin);

— un transistor « de décharge » T.

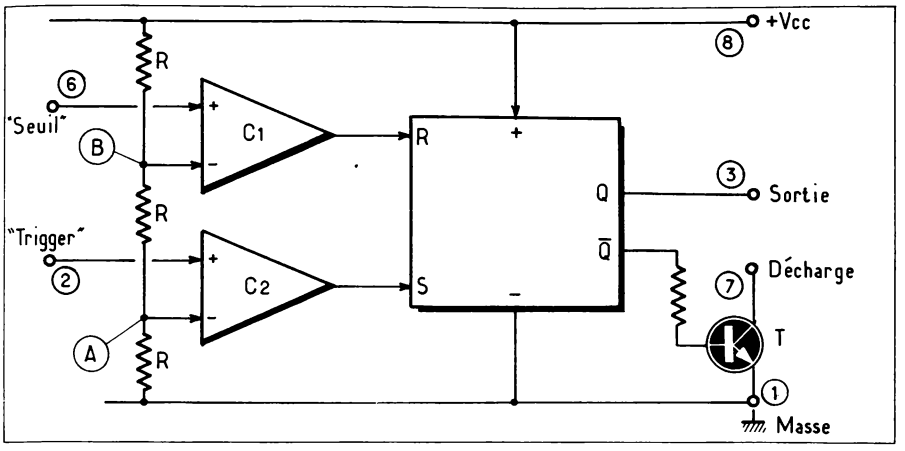


Fig. 3-11. — Schéma bloc simplifié du circuit intégré « 555 », d'un emploi extrêmement général pour la production de tops et de dents de scie. Il comporte un bistable du type « R-S », commandé par les sorties de deux comparateurs, actionnant un transistor « de décharge » T.

Le basculeur « R-S » a deux entrées de commande :

— l'entrée S (S comme Set) qui, quand elle reçoit un signal, fait passer le basculeur à l'état où sa sortie Q est au niveau logique haut, sa sortie Q étant au niveau bas (si le basculeur est déjà dans cet état, le signal n'agit pas);

— une entrée R (R comme Reset) qui peut provoquer l'effet inverse, ramenant la sortie Q au niveau logique bas, à moins qu'elle n'y soit déjà.

Pour simplifier l'explication du fonctionnement, nous commencerons par supposer que nous avons relié entre elles les entrées de « déclenchement » et « seuil », c'est-à-dire les broches n° 2 et 6 auxquelles nous appliquons une tension commune v par rapport à la masse.

Au départ, nous supposerons que v est comprise entre le potentiel du point (A), c'est-à-dire $\frac{1}{3}$ V_{CC} et celui du point (B), c'est-à-dire $\frac{2}{3}$ V_{CC}. Dans ces conditions, les comparateurs C_1 et C_2 ne donnent aucun signal et l'on ne peut connaître encore l'état du basculeur.

Supposons maintenant que v franchisse, en descendant, la tension $\frac{1}{3}$ V_{CC} : le comparateur C_2 envoie un signal sur l'entrée S du basculeur. La sortie Q de ce dernier passe au niveau logique haut, et, du fait du passage à zéro de la sortie $\overline{Q}$, le transistor de décharge est bloqué.

Si, maintenant, nous faisons augmenter v, quand sa valeur atteindra la valeur du point (B), c'est-à-dire $\frac{2}{3}$ V_{CC}, le comparateur C_1 donnera un signal, agissant sur l'entrée R du basculeur : la sortie Q de ce dernier passera à zéro, sa sortie $\overline{Q}$ au niveau 1, débloquant le transistor de décharge.

Dès lors, on comprend très facilement comment on peut réaliser un générateur de dent de scie avec ce montage : le schéma de la figure 3-12 indique l'utilisation du 555 dans ce but.

Le fonctionnement est très facile à comprendre : au début, le condensateur C est chargé par le courant fourni à travers la résistance R. Quand la tension à ses bornes atteint la valeur $\frac{2}{3}$ V_{CC} le basculement du bistable commande le transistor

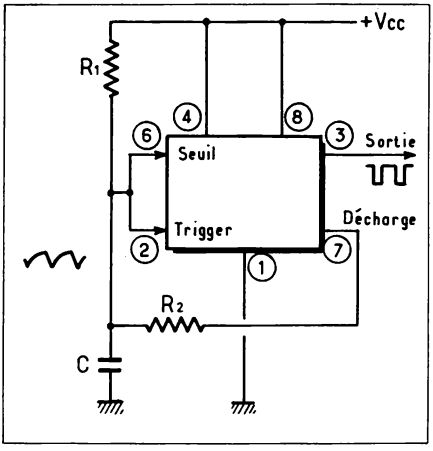


Fig. 3-12. — Emploi typique du « 555 » pour la production de dents de scie : quand la tension aux bornes de C atteint les 2/3 de la tension V_{CC}, le bistable bascule, et le condensateur se décharge. Quand la décharge l'a amené à une tension résiduelle inférieure au tiers de V_{CC}, le bistable rebascule, et la décharge cesse : la recharge recommence.

de décharge qui, à travers la résistance R_2 (de faible valeur), décharge rapidement le condensateur C. Quand la tension aux bornes de ce dernier tombe à $\frac{1}{3}$ V_{CC}, le basculement en sens opposé du bistable rebloque le transistor, et la charge recommence.

On obtient, sur la sortie Q, un signal au niveau logique haut pendant la charge (c'est-à-dire dans la plus grande partie du temps), au niveau bas pendant la décharge.

On peut faire varier à volonté le « taux de retour » en agissant sur la résistance R_2.

Schéma bloc complet du 555

En réalité, la structure interne de ce circuit est un tout petit peu plus compliquée que ne l'indique la figure 3-11. Le circuit possède, en effet, une sortie reliée

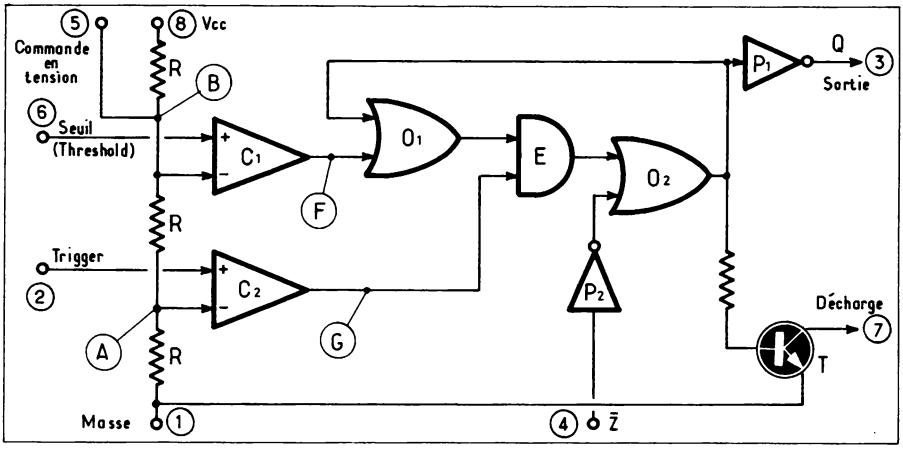


Fig. 3-13. — Structure logique détaillée du « 555 » (que ne donnent jamais les constructeurs...) montrant comment agissent les comparateurs, la commande de zéro et la « commande de tension » en broche (5).

au point (B) et que l'on nomme « contrôle de tension », ainsi qu'une entrée de remise à zéro. Si l'on veut connaître parfaitement toutes les possibilités du circuit, le mieux est d'examiner le schéma logique de la figure 3-13 qui reproduit l'équivalent exact de l'ensemble.

Dans cette figure, les circuits O_1 et O_2 sont deux circuits « OU ». Le circuit E est un circuit « ET », les circuits P_1 et P_2 sont deux circuits inverseurs ou « PAS ». Nous désignerons par V_n le potentiel d'une entrée dont le numéro de broche est n, en prenant comme origine celui de la broche n° 1 (masse).

Quand le circuit est alimenté sur sa broche 8 (la tension d'alimentation peut aller de 5 à 16 V), le comparateur C_1 donne sur sa sortie (F) :

— un niveau haut si $V_6 > V_5$;
— un niveau bas si $V_6 < V_5$.

De même, la sortie (G) du comparateur C_2 est :

— au niveau haut si $V_2 > \sqrt{5}/2$;
— au niveau bas si $V_2 < \sqrt{5}/2$.

Si on laisse l'entrée 5 non connectée, on a normalement :

$$V_5 = 2\,V_{CC}/3$$

Le bistable proprement dit est constitué par les deux circuits « OU » et le circuit « ET ».

Normalement, l'entrée de remise à zéro, ou broche 4, nommée $\bar{Z}$ car elle agit quand on la porte au niveau zéro, est portée au niveau haut (ou, éventuellement laissée « en l'air »). Dans ces conditions, la sortie de l'inverseur P_2 est au niveau bas : le circuit O_2 transmet simplement à sa sortie ce qu'il reçoit du circuit « ET » E.

En possession de ce schéma logique (que le constructeur n'a jamais jugé utile de donner), il est très facile de prévoir tous les comportements possibles du circuit.

Le 555 en monostable

Si l'on désire utiliser ce circuit comme monostable, il suffit de le monter comme l'indique la figure 3-14.

Ce montage, dans son état normal, à la sortie Q au niveau bas, le transistor de décharge étant conducteur et court-circuitant le condensateur C. L'entrée 2 est

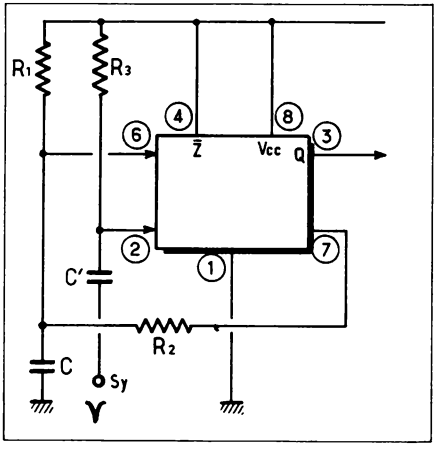


Fig. 3-14. — Utilisation du « 555 » en monostable : dans l'état de repos, le transistor de décharge est conducteur, la tension aux bornes de C est nulle. Une impulsion négative en Sy fait basculer le bistable, la charge de C commence jusqu'à la tension 2/3 de V_{CC}, puis C se redécharge.

portée à un potentiel élevé par la résistance R_3. La sortie (G) du comparateur C_2 de la figure 3-13 est en position haute.

Si l'on applique une impulsion négative à l'entrée S_y, cette impulsion transmise par le condensateur C' à l'entrée 2, amène cette dernière à un potentiel assez bas pour faire basculer le bistable du circuit. Le transistor de décharge se bloque, la sortie Q remonte au niveau haut, et le condensateur C peut se recharger. Lorsque la tension aux bornes de C atteint la valeur qui, appliquée sur la broche 6, provoque le basculement du bistable, ce dernier retourne à son état primitif (Q au niveau bas et conduction du transistor de décharge); le condensateur se décharge totalement et le tout reste dans cet état.

On obtient donc, aux bornes de C, une dent de scie unique. Sur la sortie Q on obtient un signal rectangulaire unique.

Bien entendu, ce que nous avons indiqué à propos de la linéarisation de la dent de scie s'applique aussi bien aux montages utilisant le 555 qu'aux montages à UJT.

La diversité des applications possibles du 555 est considérable; nous n'avons fait qu'en donner deux ou trois applications très limitées.

CHAPITRE 4

Signaux sinusoïdaux à fréquence basse et moyenne

Si l'on veut produire des tensions sinusoïdales, il existe des quantités de moyens d'y arriver. C'est peut-être dans ce domaine que l'évolution récente de l'électronique a apporté les plus grands changements, surtout si l'on souhaite produire des sinusoïdes à fréquences relativement basses (moins de 100 kHz).

En effet, les différents oscillateurs connus (du type à bobinage et condensateur, ou du type à résistances et condensateurs...), s'ils se prêtent éventuellement à la production de sinusoïdes dans des conditions correctes, ne permettent pas de descendre très bas en fréquence, à moins d'augmenter la complexité des circuits d'une façon prohibitive.

Nous les examinerons cependant sommairement pour commencer, car il est tout de même possible d'utiliser ces techniques dans certains cas.

4-1. — OSCILLATEURS R-C

Nous ne rangeons pas dans cette catégorie les multivibrateurs et autres relaxateurs, qui, par leur principe même, ne fournissent pas de tensions sinusoïdales.

Il serait, évidemment, possible de filtrer des signaux rectangulaires pour en faire des sinusoïdes, et cela se fait. Mais un tel filtrage n'est réalisable correctement que dans une gamme assez limitée de fréquences.

Parmi les oscillateurs à résistances et condensateurs, il y en a essentiellement deux types :

— ceux qui utilisent un réseau de composants dont la transmission passe par un maximum (ou par un minimum) pour une fréquence déterminée;

— ceux qui réalisent un déphasage variable en fonction de la fréquence, permettant l'oscillation à une fréquence qui correspond à un déphasage précis.

Les filtres sélectifs passe-bande

Le plus connu est le filtre de WIEN, dont le schéma est reproduit sur la figure 4-1 (a), qui est réalisé comme un diviseur de tension comportant 2 impédances Z_1 et Z_2, ainsi que le montre la figure 4-1 (b).

Le comportement de ce réseau est facile à comprendre : aux fréquences très basses, l'impédance Z_2 tend vers R′ (C′ ne joue plus aucun rôle), alors que l'impédance Z_1 tend vers l'infini, en raison de la présence de C. La transmission est donc très faible. Si l'on examine maintenant le cas des fréquences très élevées, on voit

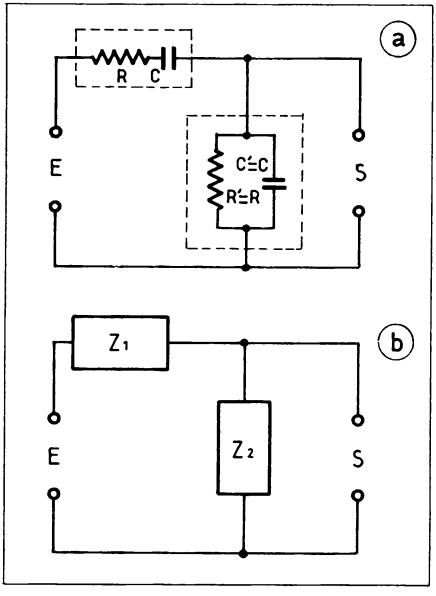


Fig. 4-1. — Le filtre de WIEN (a) se comporte comme un diviseur de tension contenant deux impédances Z_1 et Z_2 (b). On peut ainsi prévoir qu'il aura un maximum de transmission pour une fréquence donnée.

que l'impédance Z_1 tend vers la valeur R (C devient un court-circuit), alors que l'impédance Z_2 tend vers zéro, du fait de la présence de C′. La transmission devient également très faible.

La transmission $\frac{S}{E}$ de ce filtre tendant vers zéro pour les fréquences basses ainsi que pour les fréquences très hautes, on peut prévoir qu'elle aura un maximum pour une fréquence intermédiaire.

Le calcul, très facile à faire, nous indique que, dans le cas où $R' = R$ et $C' = C$, cette fréquence de transmission maximale est :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

fréquence pour laquelle la transmission est de 1/3, la tension de sortie S étant en phase avec la tension d'entrée E.

Dès lors, en plaçant un tel filtre entre la sortie et l'entrée d'un amplificateur dont le gain est égal à 3, nous obtenons un oscillateur sur la fréquence F0.

Malheureusement, les choses ne sont pas aussi simples. Le détail « qui change tout » (comme on dit dans les carburants...) est le suivant :

Si le gain de l'amplificateur est légèrement supérieur à la valeur requise (théoriquement cette valeur est 3), le tout a tendance à produire des signaux carrés; en revanche, si le gain est inférieur à cette valeur, le montage n'oscille pas et ne produit aucun signal.

Il faut donc ajuster le gain de l'amplificateur à la bonne valeur. On aurait tort de penser qu'un simple potentiomètre suffit : on passe presque instantanément de l'absence d'oscillations à la saturation (signaux carrés), pour une rotation minuscule du potentiomètre.

Il faut donc faire en sorte que le gain de l'amplificateur varie en fonction du niveau de sortie du signal, augmentant quand l'amplitude de ce dernier à tendance à diminuer.

On obtient généralement ce résultat en utilisant, dans le réseau de contre-réaction qui détermine le gain de l'amplificateur, un élément dont la résistance varie.

Il peut s'agir :

— d'une résistance métallique qui augmente de valeur quand elle chauffe (filament d'une petite ampoule par exemple);

— d'une C.T.N. (coefficient de température négatif), dont la valeur diminue quand la température augmente, par exemple sous l'effet d'une augmentation de la tension moyenne aux bornes;

— d'un transistor à effet de champ, utilisé entre source et drain comme une résistance variable, dont on modifie la valeur ohmique en agissant sur la polarisation de la grille.

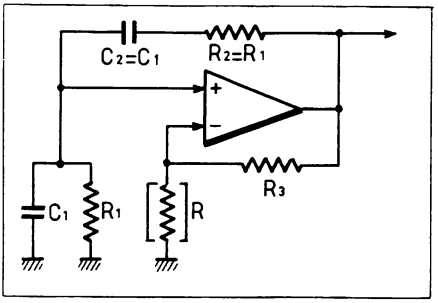


Fig. 4-2. — Oscillateur utilisant un filtre de WIEN. Le point clef de la réalisation est le système qui maintient le gain de l'amplificateur à une valeur voisine de 3, diminuant légèrement quand l'amplitude du signal de sortie a tendance à augmenter. On y arrive en prenant pour R une petite ampoule à incandescence (dont la résistance de filament augmente en fonction de la tension aux bornes), ou en prenant pour R_3 une résistance C.T.N. (Coefficient de Température Négatif), dont la résistance diminue quand la tension moyenne à ses bornes augmente. Si les résistances R_1 et R_2 sont grandes, il faut prendre pour A un modèle à F.E.T. ou M.O.S. à l'entrée, par exemple un CA 3140 (*RCA*).

Pour toutes ces méthodes, on suppose que le signal n'a pas une fréquence trop basse. Si l'on emploie, par exemple, un diviseur de tension comportant une résistance métallique à coefficient de température positif, ainsi que le montre la figure 4-2, on doit se limiter à des fréquences suffisamment élevées pour que la température de la résistance R n'ait pas le temps de changer pendant le cours d'une période.

Étant donné les valeurs usuelles de l'inertie thermique des petites ampoules utilisées dans ce but, on ne peut guère descendre en dessous de 10 Hz, et il est même déconseillé de descendre en dessous de 40 Hz. Pour des fréquences plus basses, la variation de température de R pendant la période entraîne une distorsion du signal de sortie.

Dans le schéma de la figure 4-2, nous avons supposé que l'on utilisait un amplificateur opérationnel, mais on peut le remplacer par un ensemble de deux transistors en montage symétrique, comme nous le verrons dans la deuxième partie.

On peut, dans le montage de la figure 4-2, remplacer la résistance R par un modèle fixe, dont la température reste basse et la résistance constante, à condition de remplacer R_3 par une C.T.N. dont la résistance aura tendance à diminuer quand l'amplitude du signal de sortie s'élèvera.

Évidemment, on peut souhaiter une inertie thermique aussi grande que possible pour R_3 ; il faut toutefois se limiter dans cette voie, sinon le montage nécessite un temps assez élevé avant de prendre son état de régime : tout le monde se souvient de ces générateurs basse fréquence d'une bonne marque qui, quand on commute la gamme de fréquences, peuvent nécessiter jusqu'à 10 secondes pour délivrer leur amplitude définitive.

L'utilisation d'un transistor à effet de champ comme résistance variable est assez recommandée. Il faut toutefois noter que l'on doit commander sa grille par une tension continue (ce qui nécessite un filtrage du signal redressé avec une constante de temps importante par rapport à la période maximale à produire). D'autre part, un tel transistor n'agit comme une résistance suivant réellement la loi d'Ohm que si la tension alternative qu'on lui applique entre source et drain est faible (moins de 100 mV eff.).

Les montages tels que ceux de la figure 4-2 sont donc utilisables, mais dans une gamme de fréquences assez limitée (de 10 Hz, ou de préférence 50 Hz, à quelques centaines de kilohertz).

Ils se prêtent peu au fonctionnement sur batterie, car le système de régulation R_3-R, nécessitant que l'un des deux éléments chauffe de façon notable, correspond à une dissipation de puissance non négligeable.

Les filtres coupe-bande

On connaît, parmi ces filtres, le « double té ». C'est celui qui est représenté sur la figure 4-3.

Ce « double té » présente une transmission pratiquement nulle pour la fréquence :

$$F_0 = \frac{\sqrt{n}}{2\pi RC}$$

Le coefficient n étant choisi par l'utilisateur.

La coupure de transmission est d'autant plus franche que les éléments se rapprochent de plus près des valeurs théoriques.

Un tel réseau est inséré, dans un amplificateur, dans le réseau de *contre-réaction*

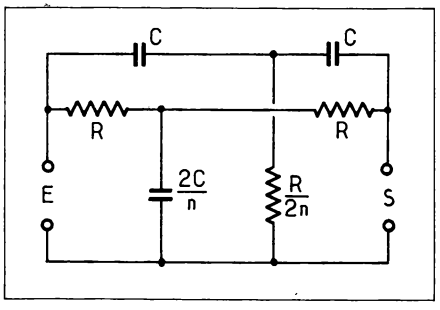


Fig. 4-3. — Filtre en double Té, dont la transmission passe par zéro pour une fréquence donnée (filtre « coupe-bande »).

(attaquant l'entrée —, ou entrée inverseuse d'un amplificateur opérationnel). C'est un circuit de réaction positive apériodique qui attaque l'entrée +, à l'opposé du montage de la figure 4-2.

Là aussi, il faut faire en sorte que la réaction positive qui assure l'oscillation à la fréquence F0 diminue lorsque l'amplitude augmente. Les problèmes sont donc les mêmes que pour le montage de la figure 4-2 et se résolvent de la même façon.

Nous ne donnerons pas plus de détails sur ce type d'oscillateur, relativement peu utilisé. On retrouve plutôt une structure voisine d'un tel oscillateur dans les filtres actifs passe-bande.

Les réseaux déphaseurs

Le réseau de la figure 4-4, par exemple, présente la particularité d'introduire entre la tension de sortie S et la tension d'entrée E, un déphasage qui croît avec la fréquence, passant par la valeur π ou 180° pour une fréquence définie. A cette fréquence, l'atténuation de ce filtre est assez élevée : elle dépend du facteur k.

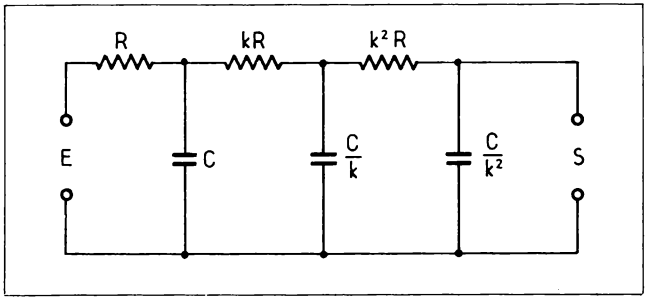


Fig. 4-4. — Réseau déphaseur à trois cellules R-C, dont le déphasage croît avec la fréquence, passant par la valeur 180° pour une fréquence donnée.

Plus ce facteur est élevé, plus l'atténuation à la fréquence qui correspond au déphasage de 180° s'approche de 8 (en rapport arithmétique, pas en décibels). Si l'on choisit une valeur $k = 1$, l'atténuation pour la fréquence donnant un déphasage de 180° est égale à 29.

Ce réseau se logera donc de la sortie vers l'entrée d'un amplificateur de gain négatif. Tous les problèmes que nous avons évoqués à propos de la stabilisation du gain se posent également dans le cas de ce réseau.

Il y a d'innombrables variantes du réseau de la figure 4-4 : on en réalise à 4 éléments, ainsi que d'autres types dans lesquels les condensateurs et les résistances sont permutés : les résistances sont branchées vers la masse et les condensateurs en série.

Dans tous les cas, ce type d'oscillateur à réseau déphaseur, souvent dénommé « phase-shift », est relativement peu utilisé de nos jours et nous ne le signalons qu'à titre de référence.

Il est à signaler que, lorsqu'on utilise un facteur k relativement élevé, l'impédance de sortie du circuit devient grande : il faut donc utiliser un amplificateur dont l'impédance d'entrée soit grande. Ce problème se rencontrait aussi dans le cas de l'oscillateur de la figure 4-2 quand on désirait utiliser pour C_1 et C_2 des condensateurs variables, c'est-à-dire dont la capacité dépasse rarement 500 pF. Autrefois, l'utilisation d'amplificateurs à tubes résolvait le problème. Avec les modèles à transistors, il y a eu quelques difficultés. Maintenant, la généralisation des amplificateurs opérationnels utilisant, à l'entrée, des transistors à effet de champ a supprimé toutes ces difficultés.

4-2. — LES GÉNÉRATEURS DE SINUSOÏDES A « CONFORMATEUR »

Les montages que nous allons étudier maintenant sont devenus très courants depuis quelques années grâce au développement des circuits intégrés. Ils constituent pratiquement la seule solution correcte pour la production des signaux sinusoïdaux de très basses fréquences.

Principe

Le principe général de ces montages est le suivant :

1° on élabore une tension en dents de scie symétrique et linéaire, telle que la représente la courbe en trait plein de la figure 4-5. L'amplitude de cette dent de scie est constante, le signal variant toujours entre — A et +A, quelle que soit la fréquence.

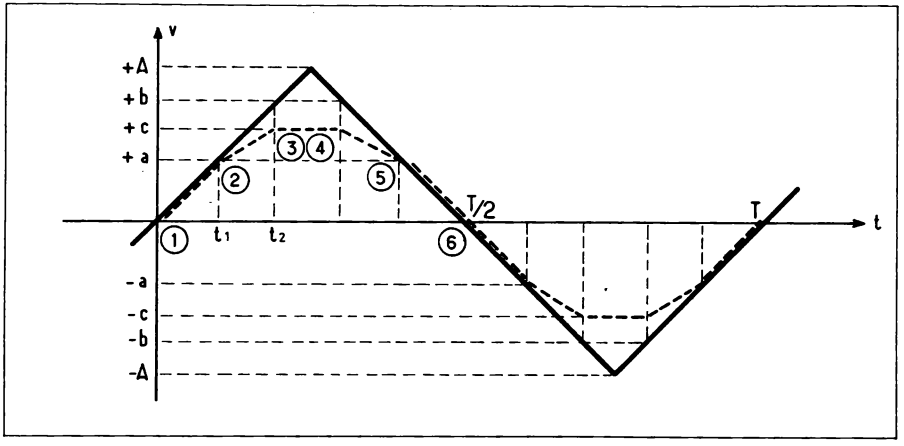


Fig. 4-5. — La tension en dents de scie symétriques (trait plein), appliquée à un circuit « conformateur » adéquat, donne en sortie (trait pointillé) une forme d'onde polygonale, qui peut ressembler fortement à une sinusoïde, surtout si les valeurs des seuils du conformateur sont bien choisies. On arrive ainsi à moins de 3 % de distorsion harmonique totale, dont environ 2 % d'harmonique 9.

2° on utilise cette tension pour l'appliquer à l'entrée d'un « conformateur », qui fournira en sortie une tension quasi sinusoïdale.

La courbe de réponse d'un tel « conformateur » peut être celle de la figure 4-6, dans le cas le plus simple. On voit que, pour une tension d'entrée du « conformateur » comprise entre —a et +a, la tension de sortie S est égale à la tension E. Quand la valeur absolue de la tension d'entrée est comprise entre *a* et *b*, la variation de la tension de sortie S devient plus faible que celle de la tension d'entrée E qui lui a donné naissance, ce qui se traduit par une réduction de la pente de la courbe entre les points 1 et 2, ou entre les points 3 et 4.

Si la tension d'entrée E est supérieur à $+b$ ou inférieure à $-b$, le « conformateur » joue alors le rôle d'écrêteur, limitant la tension de sortie à une valeur maximale fixe.

On obtient donc, en sortie de ce « conformateur », s'il est attaqué par la dent de scie symétrique d'une amplitude correcte, le signal que représente le tracé en pointillé sur la figure 4-5.

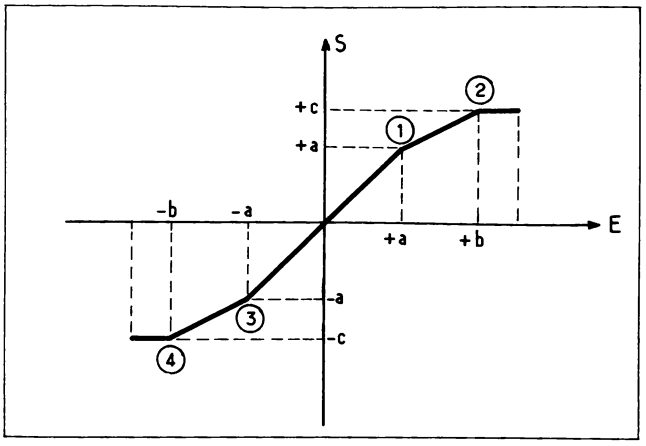


Fig. 4-6. — Caractéristique du « conformateur » utilisé sur la figure 4-5 : la tension de sortie S est égale à la tension d'entrée E quand cette dernière est comprise entre $-a$ et $+a$; pour une tension d'entrée dont la valeur absolue est comprise entre a et b, le conformateur introduit une atténuation (sur la composante alternative); si la tension d'entrée dépasse le seuil b (en valeur absolue), le conformateur écrête franchement la tension et S est alors limitée à une valeur c.

Si nous examinons ce tracé pour une demi-période nous trouvons :
— une partie à pente élevée positive du point (1) au point (2);
— une partie à pente faible et positive, du point (2) au point (3);
— une partie horizontale à la valeur constante c, entre les points (3) et (4);
— une partie à pente négative faible du point (4) au point (5);
— une partie à forte pente négative, du point (5) au point (6).

Évidemment, un tel tracé ne ressemble pas tellement à une sinusoïde. Mais, si les valeurs A, a et b sont correctement choisies, la ligne brisée représentée en pointillé commence à s'approcher assez près d'une sinusoïde. On peut démontrer que, pour cela, il faut que le point (2) corresponde à l'instant $t_1 = \frac{T}{10}$ et que le point (3) à l'instant $t_2 = \frac{T}{5}$.

Dans ces relations, T est la période complète du signal, ainsi qu'on le voit sur la figure 4-5.

On peut démontrer que, dans ce cas, en choisissant correctement la valeur c, on obtient alors un signal qui, décomposé en série de FOURIER, correspond à un signal sinusoïdal comportant environ 2 % d'harmonique 9, moins encore d'harmonique 11, soit une distorsion totale quadratique inférieure à 3 %.

Un tel signal constitue donc une assez bonne approximation de la sinusoïde. Il convient de préciser que les résultats sont un peu meilleurs que la théorie ne le faisait prévoir : comme le « conformateur », ainsi que nous le verrons, ne présente pas, sur sa courbe de réponse, des points franchement anguleux comme sur la figure 4-6, le passage de la forme d'onde aux points (2)-(3)-(4) et (5) sur la figure 4-5 ne se fait pas avec un angle vif, ce qui améliore encore le résultat.

Le conformateur

On pourrait croire que la réalisation d'un tel « conformateur » est extrêmement délicate. Il n'en est rien : il est tout simplement obtenu au moyen du réseau de la figure 4-7.

Le réseau de résistances R_1, R_2, R'_2, R'_1 permet de polariser les cathodes des diodes D_1 et D_2 et les anodes des diodes D'_1 et D'_2 aux valeurs correspondant à a et c (ainsi que $-a$ et $-c$) sur la courbe de la figure 4-6.

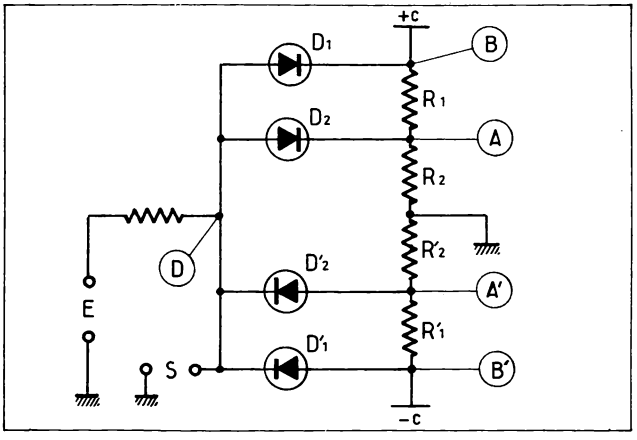


Fig. 4-7. — Structure du conformateur ayant la courbe de réponse de la figure 4-6 : l'écrêtage franc à $+c$ et à $-c$ est réalisé par les diodes D_1 et D'_1 ; les diodes D_2 et D'_2 introduisent une atténuation entre E et S quand le module de E dépasse la valeur a.

On voit donc que, quand la tension en E est comprise entre $-a$ et $+a$, aucune diode ne conduit : il n'y a pas de chute de tension dans R, et la tension de sortie S est égale à la tension d'entrée E (dans la mesure où l'on suppose que l'on ne fait pas débiter à cette tension un courant susceptible de provoquer une chute de tension dans la résistance R).

On voit d'autre part que, du fait de D_1 et D'_1, la tension de sortie S est franchement écrêtée à la valeur maximale $+c$ et par D_1, ou à la valeur minimale $-c$ par D'_1.

En ce qui concerne l'action de D_2 et D'_2, elle se traduit par une atténuation. En effet, le point (A), par exemple, est porté au potentiel $+a$ par le diviseur R_1-R_2 et il correspond à une source qui a une résistance interne définie (le théorème de THÉVENIN nous permet de savoir que cette résistance est égale à R_1 mise en parallèle avec R_2). Donc, cette résistance forme, avec R, un diviseur de tension, entrant en action quand E dépasse la valeur $+a$, réduisant donc la variation de la tension S en fonction de E.

On peut d'ailleurs améliorer encore notablement le fonctionnement au moyen d'un système « conformateur » qui utilise beaucoup plus de diodes : on obtient alors, au lieu de la courbe en pointillé de la figure 4-5, une autre courbe, comportant beaucoup de segments de droites, qui peut donc se rapprocher beaucoup plus d'une demi-sinusoïde.

Il faut, évidemment, calculer très exactement la valeur des résistances R_1

R_2, en prenant exactement $R'_1 = R_1$, $R'_2 = R_2$.

Heureusement pour l'utilisateur, de tels réseaux « conformateur » existent tout fait avec de très nombreuses diodes, fournissant ainsi, à partir d'une dent de scie symétrique, une sinusoïde à très faible taux de distorsion.

Production de la dent de scie symétrique

Les circuits intégrés qui contiennent ces « conformateurs » contiennent aussi le générateur de dents de scie symétriques, le plus souvent réalisé comme l'indique le schéma bloc de la figure 4-8.

On voit que quand le « contact » K est ouvert, la source de courant i charge le condensateur C; quand ce « contact » est fermé, la source de courant $2i$ fait que le condensateur se décharge maintenant avec un courant i.

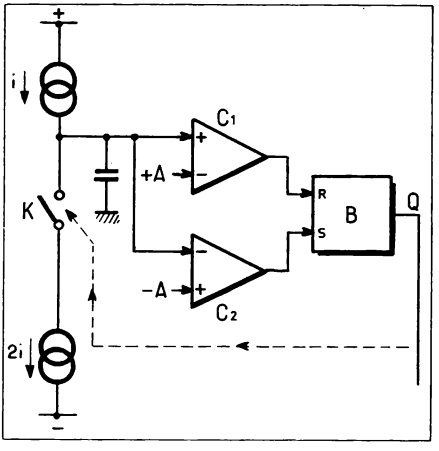


Fig. 4-8. — Structure du montage réalisé dans les circuits intégrés de « générateurs de fonctions », permettant d'obtenir la tension en dents de scie symétriques. Suivant que le « contact » K (en fait il s'agit d'une porte à transistors) est ouvert ou fermé, le condensateur C est chargé par un courant constant i, ou déchargé par un courant $i - 2i = -i$. Quand la tension aux bornes de C arrive à +A en montant, on a −A en descendant, elle provoque le basculement du bistable B, dont une des sorties commande le « contact » K.

Quand la tension aux bornes du condensateur, pendant la charge (K ouvert), dépasse le seuil +a, le comparateur C_1 envoie un signal au basculeur B, qui change d'état (nous trouvons là une structure très analogue à celle du « 555 »).

Quand le basculeur B a changé d'état sa sortie Q agit sur le « contact » K et le ferme : le condensateur C se décharge maintenant et la tension à ses bornes passe d'abord par zéro, puis devient négative. Lorsqu'elle atteint la valeur −A, le comparateur C_2 fait rebasculer le bistable B : le « contact » K est alors rouvert et la charge de C recommence.

En agissant sur l'intensité i, on modifie la vitesse de charge, donc la fréquence du signal, sans agir sur son amplitude.

On utilise donc un système qui modifie à la fois la source de courant i et la source $2i$ comme « vernier » de fréquences. Les *gammes* de fréquences sont obtenues par différentes valeurs du condensateur C.

Un tel système nous fournit donc un signal en dents de scie symétriques d'amplitude constante, parfait pour être appliqué au « conformateur », ce dernier étant incorporé dans le circuit.

Comme exemple de circuits de ce type nous citerons les « 8038 » de « *INTERSIL* » et « X R 2206 » de « *EXAR* ».

Ces circuits comportent quelques entrées d'ajustage, permettant de parfaire la forme d'onde : on arrive à presque 1 % de distorsion.

En fait, un tel circuit constitue plus qu'un générateur sinusoïdal; il est ce qu'on appelle un « générateur de fonctions ». En effet, on peut obtenir, en plus de la sinusoïde à la sortie du « conformateur », la dent de scie symétrique aux bornes de C (via un amplificateur abaisseur d'impédance pour ne pas perturber la charge et la décharge de C), ainsi qu'un signal rectangulaire symétrique sur la sortie Q.

Dans ces générateurs il est également possible de modifier le rapport des courants dans les deux sources de courant, pour rendre les dents de scie et les signaux rectangulaires dissymétriques. Il faut alors noter que ce qui sort du « conformateur » n'est plus du tout une sinusoïde, mais cette possibilité supplémentaire permet de donner encore plus de souplesse à l'utilisation de tels circuits.

Étant donné que le courant i peut être très faible et que le condensateur C peut avoir une capacité élevée, on peut produire ainsi une tension sinusoïdale de période extrêmement basse : il est tout à fait classique d'aller jusqu'au millième de hertz, c'est-à-dire un peu plus de 3 périodes à l'heure...!

Aucune autre méthode (à part certains moyens mécaniques ou des convertisseurs dont nous parlerons plus loin) ne permet d'obtenir aussi facilement une sinusoïde à fréquence aussi basse, dont l'utilisation est quelquefois nécessaire.

Il convient de noter également que ces circuits intégrés ont en général des possibilités supplémentaires : il peut s'agir d'une possibilité de wobbulation, autrement dit d'action sur la fréquence du signal au moyen d'une tension (permettant de moduler le signal en fréquence), ou bien d'une possibilité de modulation en amplitude par une tension. On dispose ainsi de générateurs très performants, d'une réalisation relativement simple.

Il ne faut toutefois pas sous-estimer tout ce que l'on doit mettre « autour » du circuit intégré principal : il y a un certain nombre d'ajustages pour les différentes gammes, des réglages de distorsion minimale, des alimentations bien stabilisées, ainsi qu'un bon amplificateur de sortie. Cependant, la réalisation de ces éléments est relativement aisée.

4-3. — LES GÉNÉRATEURS DE SINUSOIDES A « MÉMOIRE MORTE »

On sait qu'il existe des « mémoires » dans lesquelles le contenu est figé une fois pour toutes. On les désigne sous le nom de « mémoires mortes »; nous préférons l'expression « mémoires à lecture seule », car nous considérons qu'une mémoire « morte » est tout simplement... un circuit intégré bon pour la poubelle!

En particulier, parmi les différentes « mémoires mortes » (généralement désignées sous le nom de R.O.M. (Read Only Memory), il y a des modèles qui convertissent une grandeur d'entrée, exprimée sous forme binaire, en une autre grandeur de sortie, proportionnelle au sinus de la grandeur d'entrée.

Nous pouvons donner un petit exemple d'une telle conversion, sans entrer dans le détail.

Nous supposerons, par exemple, que la « mémoire morte » en question comporte 1 024 « mots » de 10 « bits ». Autrement dit, il y a, dans cette « mémoire » 1 024 emplacements différents, chacun contenant, une fois pour toutes, un « mot », c'est-à-dire un ensemble de 10 valeurs binaires, chacune étant 0 ou 1. On appelle « bit » un élément d'information binaire fourni ainsi sous forme électrique. La mémoire se présente donc comme l'indique la figure 4-9. La sélection du « mot » est opérée par les tensions appliquées aux « adresses », de A_0 à A_9. Suivant le nombre binaire appliqué à ces adresses, on sélectionne une des 1 024 cases de la mémoire.

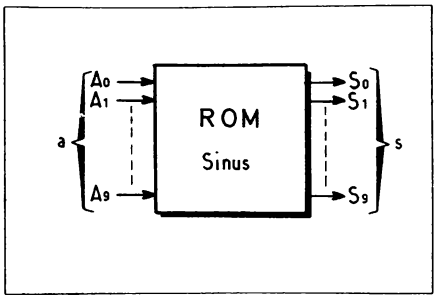


Fig. 4-9. — Mémoire R.O.M. (à lecture seule, dite aussi « mémoire morte »), contenant 1 024 « mots » de « 10 bits », codés suivant un code « sinus ». Les entrées d'adresses, de A_0 à A_9, sélectionnent un de ces « mots » (en fait, un nombre binaire à dix chiffres binaires), qui est alors disponible sur les sorties S_0 à S_9. En appliquant ce nombre à un convertisseur digital-analogique, on obtient, en sortie, une tension qui varie comme le sinus du nombre appliqué à l'entrée (considéré comme un angle dont la variation de 0 à 1 023 correspond à un angle allant de 0 à 90°).

A chaque case correspond 1 « mot » de 10 « bits », disponible alors sur les sorties S_0... S_9.

On réalise, au moyen de cette « mémoire morte », une sorte de transcodage.

Autrement dit, à chaque valeur d'un nombre appliqué en 10 « bits » sur les entrées A correspond, d'une façon invariable, un nombre binaire de 10 « bits » disponible sur les sorties S.

Désignons par a le nombre correspondant à l'adresse, appliqué sur les entrées A_0... A_9. Ce nombre a peut varier, unité par unité, de 0 à 1 023.

De même, nous désignons par s le nombre binaire obtenu sur les sorties S_0... S_9.

L'inscription choisie pour la « mémoire morte » est telle que le nombre s représente toujours la valeur la plus proche (à une demi-unité près) de :

$$s = 1023 \sin\left(\frac{\pi}{2}\frac{a}{1023}\right)$$

Ainsi, quand le nombre a varie de 0 à 1 023, le nombre s varie également de 0 à 1 023. Mais, si le nombre a croît régulièrement en fonction du temps, le nombre s augmente rapidement d'abord puis de plus en plus lentement.

Nous appliquerons donc, à l'entrée de la mémoire à lecture seule, un nombre a qui croisse régulièrement de 0 à 1 023 puis décroisse régulièrement de 1 023 à 0. On obtient facilement un tel nombre en utilisant un compteur réversible.

Les tensions obtenues sur les sorties S sont alors appliquées à un convertisseur digital-analogique, fournissant en sortie une tension qui ressemble beaucoup à une sinusoïde, à ceci près qu'elle n'a que des variations discontinues : c'est une tension « en marches d'escalier », mais les « marches » correspondantes sont si petites que les variations brusques qui leur correspondent ne sont généralement pas gênantes.

Il reste encore à utiliser un système qui, tous les aller et retour du comptage, inverse le sens de la tension de sortie : on obtient ainsi une demi-sinusoïde positive pendant le premier comptage jusqu'à 1 023 suivi d'un décomptage jusqu'à 0, suivie d'une demi-sinusoïde négative pendant le comptage-décomptage suivant.

Il est à noter que cette méthode s'applique pour la production de n'importe quelle forme d'onde déterminée. Elle n'a aucune limitation du côté de la fréquence minimale; elle peut en avoir du côté de la fréquence maximale en raison du temps d'accès et de lecture de la mémoire à lecture seule.

Le caractère discontinu de la tension de sortie n'est généralement pas un obstacle à l'utilisation de ce type de montage.

CHAPITRE 5

Signaux sinusoïdaux de fréquence élevée

Il est évidemment très difficile de préciser ce que nous entendons par « fréquence élevée ».

On pourrait dire que ce qui va suivre s'applique surtout aux signaux au-delà du mégahertz. En fait, les circuits que nous allons étudier sont ceux pour lesquels les oscillateurs traditionnels à bobinage et condensateur deviennent plus intéressants que les techniques que nous venons de voir jusqu'à présent.

Les générateurs de fonctions à « conformateur » peuvent éventuellement monter à plusieurs mégahertz ; il en va de même des oscillateurs R-C. Mais, en général, le mégahertz est à peu près le domaine où les systèmes à bobinage commencent à devenir plus intéressants que les autres techniques.

Ces types de montages sont bien connus et ont déjà été étudiés par de nombreux auteurs. Nous n'insisterons donc pas trop sur la structure des oscillateurs que nous rappellerons d'une façon relativement sommaire.

5-1. — LE CIRCUIT OSCILLANT

L'élément qui détermine toute la qualité d'un montage oscillateur est le circuit composé d'un bobinage et d'un condensateur, résonnant sur une fréquence déterminée.

En ce qui concerne le *condensateur*, il n'y a pas trop de problèmes de ce côté : les constructeurs fournissent d'excellents éléments en céramique, dont les coefficients de température sont bien connus, et dont les pertes diélectriques sont très faibles.

L'ajustage de fréquence par le condensateur ne peut se faire que dans une faible proportion, puisque les condensateurs ajustables, si l'on veut rester dans des dimensions acceptables, sont généralement limités à moins de 50 pF.

En ce qui concerne le *bobinage* la difficulté est beaucoup plus grande. Le bobinage à air n'est envisageable que pour des coefficients de self-induction relativement petits (une vingtaine de microhenry).

Rappelons, à ce propos, une formule approximative, très utile pour déterminer le coefficient de self-induction d'un bobinage se présentant comme le montre la figure 5-1. Ce bobinage comprend N tours, le diamètre moyen du bobinage est D (exprimé en centimètres); la longueur du bobinage cylindrique est l (toujours en centimètres). La grandeur c (en centimètres également), exprime la surépaisseur

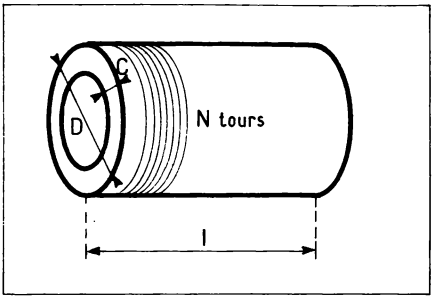


Fig. 5-1. — Dimensions (en centimètres) d'une bobine, qui permettent de calculer le coefficient de self-induction par une formule relativement simple.

due aux couches superposées d'enroulements. Dans le cas d'un bobinage à une seule couche on prend $c = 0$.

La formule qui donne le coefficient de self-induction approximatif de ce bobinage est :

$$L\,(\mu H) = \frac{1}{36}\,\frac{D^2\,N^2}{D + 3l + 3{,}3c}$$

Comme, souvent, on prend $c = 0$, on obtient une expression dont on peut calculer de tête un bon ordre de grandeur. Il ne faut pas attendre de cette méthode une précision supérieure à 10 %, ce qui n'est déjà pas négligeable.

On pourrait obtenir un coefficient de self-induction élevé en augmentant le diamètre et le nombre de tours. On est rapidement conduit à un encombrement prohibitif, surtout si l'on tient compte du fait que, pour conserver une surtension acceptable, ce bobinage doit être relativement éloigné de toute masse métallique.

Autrement dit, dès que l'on dépasse la dizaine de microhenrys, il est préférable de faire appel à un noyau magnétique.

Ici on doit faire confiance au constructeur (il faut dire que, ces dernières années, les progrès ont été considérables).

Quand on dispose d'un type de noyau ou de « pot fermé » défini, on donne généralement, pour le caractériser son « inductance spécifique » ou son coefficient α.

Le premier, ou coefficient de self-induction spécifique, s'exprime en général en nanohenrys par (spire)^2. En effet, on sait que, toutes choses égales par ailleurs, le coefficient de self-induction d'un bobinage est proportionnel au carré du nombre de tours.

Si, par exemple, le coefficient de self-induction spécifique d'un « pot » déterminé est égal à $L_o = 150$ nH/sp^2, on réalisant un bobinage de 100 spires, nombre dont le carré fait 10 000, nous devons donc obtenir un coefficient de self-induction de :

$150 \times 10\,000 = 1\,500\,000$ nH (nous dirons plutôt 1,5 mH...). La grandeur α est généralement définie comme le nombre de tours nécessaires pour obtenir 1 mH. Si l'on veut avoir k mH, il faut donc utiliser un nombre de tours égal à $\alpha\sqrt{k}$.

Il y a 2 points très importants dans l'utilisation de ces noyaux :

1° Le coefficient diélectrique du matériau. On sait que de nombreux ferrites (quoiqu'on puisse en penser, le mot ferrite est du genre masculin...) ont un coefficient diélectrique assez important et présentent surtout des pertes diélectriques relativement grandes. Dans ce cas, on évite de mettre l'enroulement trop près du contact avec le noyau. C'est la raison de la présence des tubes isolants que l'on place autour des bâtons de ferrite qui servent à réaliser les bobinages d'accord des récepteurs à transistors.

2° La saturation du ferrite. Le coefficient de self-induction relativement élevé que l'on peut réaliser dans des noyaux de petites dimensions est évidemment très intéressant. Mais il faut éviter soigneusement de soumettre le ferrite à des champs magnétiques parasites.

Ces champs peuvent être de 2 sortes :

— champ magnétique dû à une composante continue du courant traversant le bobinage (en général il s'agit là d'une cause que l'on oublie rarement);

— champ magnétique dû à une influence extérieure au bobinage (champ terrestre ou champ d'un transformateur d'alimentation proche). Cette dernière cause est souvent négligée, mais elle peut devenir très importante, si l'on souhaite un excellent bobinage de caractéristiques bien définies.

D'une façon générale on préférera, dans la mesure du possible, des noyaux ou des « pots » de dimensions aussi réduites que possible.

C'est ainsi que, pour ne citer que ceux-là, l'auteur pense aux noyaux « NEOSID », qui comportent, pour enrouler le conducteur, un noyau en ferrite ayant un peu la forme d'une ancienne bobine de fil à coudre (ces vieilles bobines en bois...) dont le diamètre est moins de 2 mm, la longueur de ce noyau étant d'environ 2,5 mm. On y bobine du fil de cuivre simplement émaillé, d'un diamètre voisin du 1/10 de mm ou même en dessous. Malgré cela, et sans utilisation de fil divisé, on peut obtenir, sur les noyaux prévus pour les fréquences assez basses, des enroulements dépassant 200 μH avec un coefficient de surtension supérieur à 170 pour une fréquence de 1 MHz.

Les noyaux de cette catégorie prévus pour des fréquences plus élevées permettent, par exemple, de réaliser des coefficients de self-induction de l'ordre de 0,5 μH, avec un enroulement de 7 spires de fil de cuivre de 0,15 mm, le coefficient de surtension de ce bobinage atteignant 140 à plus de 60 MHz.

Toute l'ingéniosité du système tient dans la petite dimension du noyau, permettant d'employer une très courte longueur de fil pour l'enroulement : la résistance ohmique est donc ainsi réduite au strict minimum, même sans employer de fil divisé. C'est ce qui explique la valeur élevée du coefficient de surtension.

Dans des noyaux de ce type, il convient d'éviter la saturation magnétique : il suffit de limiter à un ampère $\times$ tour l'induction maximale (somme d'un courant continu éventuel et de la valeur crête du courant alternatif). Un courant donnant un champ total de 1 A.t ne réduit le coefficient de surtension que de 5 %.

Dans certains cas, on peut avoir besoin d'utiliser des noyaux magnétiques de plus grandes dimensions.

Il convient alors, en raison de la longueur accrue du fil nécessaire pour le bobinage d'utiliser du fil divisé (plusieurs brins isolés), qui garde une résistance faible même aux fréquences élevées.

5-2. — LE MONTAGE OSCILLATEUR

Il y a de très nombreux montages susceptibles d'osciller à une fréquence déterminée par un circuit oscillant.

Nous ne citerons ici que quelques montages particuliers, à caractère assez universel. C'est ainsi que, pour sa part, l'auteur utilise beaucoup l'oscillateur du type CLAPP dont le schéma est indiqué sur la figure 5-2. Il utilise un transistor à effet de champ, T, fonctionnant en « source asservie » (ou drain commun). La tension recueillie sur la source de ce transistor, aux bornes de la résistance R, est appliquée au circuit oscillant, plus exactement à une prise intermédiaire sur ce dernier.

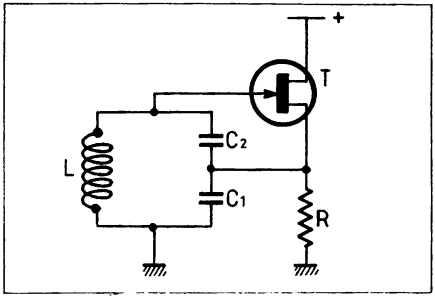


Fig. 5-2. — Oscillateur du type « CLAPP », dans lequel la réaction entre le circuit de source du transistor à effet de champ est assurée vers la grille par la « prise intermédiaire » sur le condensateur d'accord du bobinage.

Comme il n'est jamais très agréable de réaliser une prise intermédiaire sur un bobinage, on le fait ici en coupant le condensateur d'accord du circuit en deux, C_1 vers la masse et C_2 vers la grille de T.

On utilise en général un condensateur C, dont la capacité est de 5 à 20 fois celle de C_2. Autrement dit, c'est essentiellement la capacité de C_2 qui détermine la fréquence d'oscillation. Une telle disposition revient à peu près à attaquer le bobinage L sur une prise intermédiaire pratiquée à 10 % de l'enroulement (si $C_1 = 9 \times C_2$) à partir de la masse.

On trouve ainsi, sur la grille de T, une tension en phase avec celle que l'on a injectée au point commun de C_1 et C_2. Comme le transistor à effet de champ en « source asservie » a un gain positif et voisin de l'unité, on entretient bien l'oscillation.

La très grande impédance d'entrée d'un transistor à effet de champ permet de n'apporter aucun amortissement au circuit oscillant. Celui-ci pourrait être amorti par R, mais on a pris soin de l'attaquer en un point à relativement basse impédance, grâce à la valeur élevée du rapport C_1/C_2.

On pourrait évidemment perfectionner le montage de la figure 5-2, par exemple en ajoutant un petit condensateur en série avec la grille de T, ce condensateur étant shunté par une résistance de très forte valeur : on arrive ainsi à stabiliser un peu l'amplitude, par polarisation de T, en raison du courant grille, quand l'amplitude augmente trop.

Pour utiliser le signal produit, il faut le prélever sur la source de T, ou éventuellement sur un circuit de charge adéquat dans sa connexion de drain. Pour assurer un découplage parfait de l'oscillateur et de la sortie de haute fréquence, il y a un excellent moyen qui est le montage « cascode ».

Le principe de ce montage est indiqué sur la figure 5-3, uniquement en ce qui concerne la partie relative au drain de T. On voit que le courant drain du transistor à effet de champ T passe dans le transistor bipolaire T', dont la base est polarisée à un potentiel fixe par le diviseur R_1-R_2 et découplée, du point de vue de la tension alternative, par le condensateur C'.

Le transistor bipolaire T′ fonctionne donc en base commune : on recueille, sur son collecteur, le même courant que dans le drain de T. Il n'y a donc pas amplification de courant, mais l'on peut maintenant mettre dans le circuit collecteur de T′, mais l'on peut maintenant mettre dans le circuit collecteur de T′, une charge quelconque, sans que la tension aux bornes de cette dernière vienne perturber le transistor à effet de champ. Comme T′ fonctionne en base commune, n'importe quel modèle pourra convenir, étant donné que la fréquence de coupure d'un tel montage est beaucoup plus élevée que celle d'un étage émetteur commun.

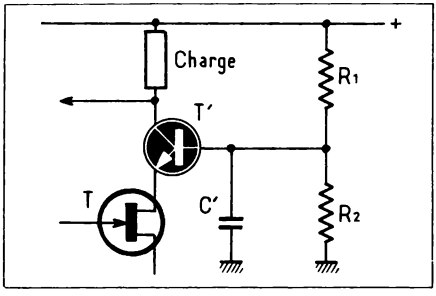


Fig. 5-3. — Il est toujours indiqué d'utiliser cet étage « cascode » (un transistor bipolaire en montage base commune) comme étage de sortie sur un oscillateur à F.E.T. ou à transistor bipolaire : on réalise ainsi une séparation parfaite de l'étage oscillateur et de la charge.

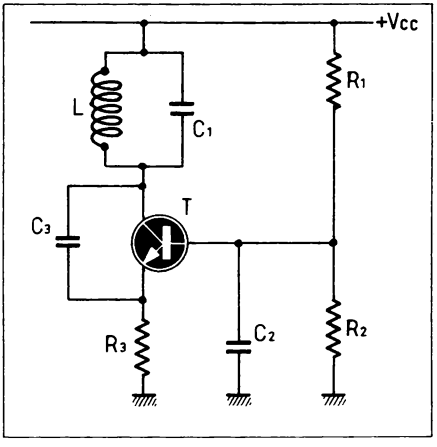


Fig. 5-4. — Principe de l'oscillateur à réaction collecteur-émetteur, le transistor étant monté en base commune (on l'emploie surtout en V.H.F. et U.H.F., le circuit oscillant L-C_1 étant remplacé par une ligne accordée).

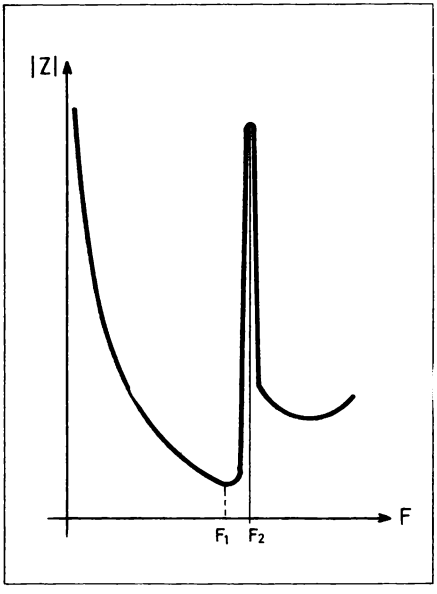


Fig. 5-5. — Courbe donnant la variation de l'impédance (en module) d'un quartz en fonction de la fréquence : on voit les deux fréquences de résonance série (impédance minimale et parallèle (impédance infinie).

C'est d'ailleurs en raison de la valeur particulièrement élevée de la fréquence de coupure des montages en base commune que l'on utilise souvent le montage de la figure 5-4 comme oscillateur quand on désire une fréquence supérieure à 50 MHz.

Comme on le voit, la base du transistor est polarisée par le pont de résistances R_1-R_2; elle est découplée, du point de vue alternatif, par le condensateur C_2.

Le circuit résonnant est dans le collecteur du transistor, le couplage qui assure l'entretien de l'oscillation étant réalisé par le condensateur C_3, généralement de valeur beaucoup plus faible que celle du condensateur d'accord C_1.

Un tel oscillateur se prête parfaitement au fonctionnement en UHF; on remplace alors le circuit oscillant de collecteur par une ligne accordée : on réalise ainsi des oscillateurs entre 500 et 1 000 MHz.

5-3. — OSCILLATEURS A QUARTZ

On sait que, quand on veut réaliser un oscillateur ayant une très bonne stabilité en fréquence, la solution de choix consiste à utiliser, à la place du circuit oscillant, un cristal de quartz, qui résonne à une fréquence bien définie.

Le quartz

Nous ne reviendrons pas en détail sur la théorie de l'oscillation du quartz. Rappelons, toutefois, qu'un cristal de quartz possède, en réalité, *deux* fréquences de résonance : la résonance série (impédance minimale) et la résonance parallèle (impédance maximale).

La courbe donnant le module de l'impédance du cristal en fonction de la fréquence a approximativement l'aspect que représente la figure 5-5. La fréquence F_1 est celle qui correspond à la résonance série : l'impédance tombe à quelques centaines d'ohms, ou même moins. La fréquence F_2 correspond à la résonance parallèle.

La figure n'est pas à l'échelle, la différence entre F_1 et F_2 étant extrêmement faible par rapport à la valeur moyenne de ces deux fréquences.

Suivant le montage utilisé, on fera donc osciller le quartz à une fréquence qui est comprise entre F_1 et F_2. On peut même, si on le désire, faire varier ces deux fréquences, en ajoutant, aux bornes du quartz, un petit condensateur ajustable. Il convient de préciser que la variation possible dépasse rarement 10^{-4} (en valeur relative) et qu'il est indiqué de se limiter à une valeur de variation plus faible encore.

Montage oscillateur PIERCE

Nous citerons pour mémoire un circuit d'oscillation utilisable pour les quartz, qui se nomme oscillateur « PIERCE », et qui se réalise comme l'indique la figure 5-6. Nous utilisons, pour cette réalisation, un transistor à effet de champ, car son emploi est particulièrement simple. Comme on le voit, le cristal de quartz X est monté avec un condensateur allant vers la masse; à chacune de ses extrémités. On utilise alors une fréquence voisine de l'anti-résonance, les tensions obtenues aux deux-extrémités du cristal étant en opposition de phase. La polarisation du transistor à effet de champ est assurée par son courant de grille, passant dans la résistance R_2, de forte valeur. On a donc ainsi une sorte de stabilisation automatique de l'amplitude.

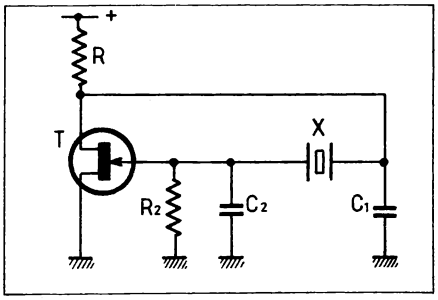


Fig. 5-6. — Oscillateur « PIERCE » à quartz utilisant un F.E.T., avec une sorte de « pont capacitif » aux bornes du quartz.

Oscillateurs à portes

Pour la plupart des oscillateurs à quartz, nous préconisons l'emploi d'un ensemble de portes logiques utilisées comme des amplificateurs. Une bonne solution consiste, jusqu'à quelques mégahertz, à utiliser des portes C-MOS. Le schéma de la figure 5-7 montre une réalisation possible d'un oscillateur à quartz de ce type. Dans cet oscillateur le quartz fonctionne en « mode fondamental », c'est-à-dire oscillant à la fréquence la plus basse pour laquelle il montre une résonance.

L'emploi de deux portes (nous avons supposé ici, pour fixer les idées, qu'il s'agit de portes « NAND »), est destiné à l'utilisation du quartz à la résonance série : la tension de sortie du circuit (2) est en phase avec la tension d'entrée du circuit (1).

Le rôle du circuit (3) et de la résistance R est de maintenir l'ensemble des circuits (1) et (2) à un potentiel d'entrée voisin du point pour lequel ils se comportent comme des amplificateurs.

Ce même principe d'emploi de portes pour les oscillations convient également très bien avec des portes du type ECL, si l'on désire une fréquence d'oscillation élevée. La figure 5-8 indique une application d'une porte ECL OR/NOR (ayant

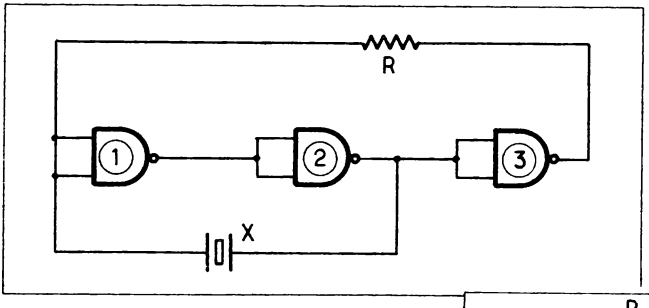


Fig. 5-7. — Oscillateur à quartz réalisé en utilisant trois portes logiques du type NAND employées comme amplificateurs analogiques.

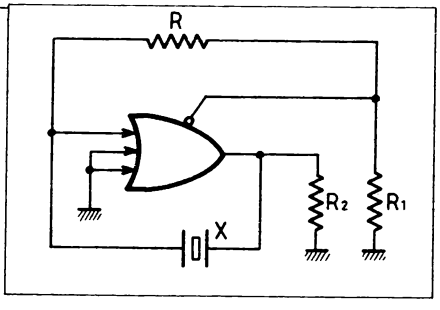


Fig. 5-8. — Oscillateur à quartz réalisé avec une seule porte E.C.L. du type « OR-NOR » : la sortie inverseuse permet la réaction par le quartz, et la sortie directe place la porte au milieu de la partie droite de sa caractéristique. On peut employer ce montage aux fréquences très élevées.

une sortie qui correspond au fonctionnement en circuit « OU » et une autre qui correspond au fonctionnement en circuit « NOR »).

On remarque que les entrées non utilisées de la porte ECL ont été connectées à la masse; on pourrait l'éviter, la plupart des portes ECL ayant, sur les entrées, une résistance reliée au pôle négatif. On remarque également la présence des deux résistances placées sur les sorties « OU » et « NOR » et allant vers la masse : il ne faut pas oublier que les sorties des portes ECL se font sur des étages collecteur commun, donc sur des émetteurs de transistors, ces émetteurs étant laissés « ouverts », c'est-à-dire n'étant reliés par aucune résistance au pôle négatif à l'intérieur du circuit intégré.

Oscillateur à quartz sur « partiel »

On emploie souvent un cristal de quartz dans une utilisation dite « sur partiel ».

On dit quelquefois qu'il s'agit d'une oscillation en mode harmonique. Ce terme n'est pas tout à fait correct, car, en réalité, la fréquence d'oscillation du quartz n'est pas exactement un multiple entier de sa fréquence fondamentale d'oscillation.

On pourrait faire osciller le quartz sur son mode fondamental, en faisant suivre l'oscillateur d'un circuit qui sélectionne un harmonique de cette oscillation : on obtiendrait alors un multiple rigoureusement entier de la fréquence. En oscillant sur « partiel » la fréquence obtenue est souvent un peu différente : c'est celle pour laquelle le quartz a été conçu.

Si l'on veut faire osciller un cristal de quartz sur un « partiel », il faut favoriser la fréquence correspondante en utilisant un circuit résonnant. Le schéma de la figure 5-8 devient alors celui de la figure 5-9 (en supposant toujours que l'on utilise une porte ECL, ce qui est généralement nécessaire, l'oscillation sur « partiel » étant utilisée pour obtenir des fréquences élevées).

Le rôle du condensateur C′ (d'une capacité très supérieure à celle du condensateur C, qui accorde le circuit oscillant), est de bloquer la composante continue de tension, pour ne transmettre au circuit oscillant L-C que la composante alternative.

Les valeurs de L et de C sont à choisir pour obtenir :

— la résonance sur la fréquence du « partiel » considéré, ce qui donne, si cette fréquence est F_p, la relation :

$$LC = 4\pi^2 (F_p)^2,$$

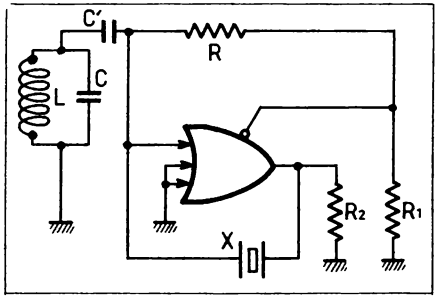


Fig. 5-9. — Extension du montage de la figure 5-8 au cas d'un oscillateur à quartz fonctionnant sur « partiel » : on doit alors utiliser un circuit résonnant L-C accordé sur le « partiel » en question.

— une impédance pour L et C voisine d'un millier d'ohms à la fréquence F_p, ce qui donne :

$$2\pi F_p L \neq 1\,000\,\Omega,$$

$$\frac{1}{2\pi F_p C} \# 1000\ \Omega$$

En général, dès que l'on dépasse une fréquence de 5 à 10 MHz, on a recours à une oscillation sur ce mode « partiel ». Il est évidemment possible de réaliser, par exemple, un cristal de quartz ayant une fréquence de résonance de l'ordre de 20 ou 30 MHz sur mode fondamental; en général on l'évite, car la lame correspondante aurait une épaisseur trop faible et serait fragile.

Stabilité des oscillateurs à quartz

La qualité fondamentale des oscillateurs à quartz est leur grande stabilité. Évidemment, cette dernière dépend du cristal, ainsi que du montage dans lequel on l'utilise.

Le cristal lui-même a généralement un coefficient de température, c'est-à-dire que sa fréquence d'oscillation est fonction de sa température. Le plus souvent, on essaye de choisir la direction de découpe du cristal pour rendre ce coefficient aussi faible que possible. Pour chaque cristal, il existe une température donnée, souvent de l'ordre de 50 °C, pour laquelle le coefficient de température passe par un minimum. C'est à cette température que l'on réglera le thermostat.

On peut compter, avec un quartz de bonne qualité et un thermostat bien réglé, sur une stabilité en fréquence à court terme (sur 24 h) très supérieure à 10^{-6} et souvent 10 fois mieux.

Il faut également tenir compte de ce que l'on nomme la dérive à long terme, correspondant à un changement lent de la fréquence, qui se manifeste au bout de plusieurs mois de fonctionnement. Cette dérive est réduite si on laisse l'oscillateur en fonctionnement permanent; le vieillissement du cristal faisant alors tendre sa fréquence vers une limite dont on se rapproche de plus en plus lentement.

Il faut également tenir compte de l'influence des éléments extérieurs que l'on peut avoir à rajouter pour agir sur la fréquence. En effet, quand un cristal est donné pour une fréquence déterminée, il faut l'amener à cette valeur en réglant un condensateur ajustable monté, généralement, en série avec le quartz. Un tel ajustage dépasse rarement quelque 10^{-4}. Autrement dit, pour un quartz oscillant sur 100 kHz, il est difficile d'en changer la fréquence de plus de 10 Hz, et il est même préférable de ne pas la changer de plus de 3 ou 4 Hz.

Un cristal tout à fait ordinaire et sans thermostat permet de compter sur une stabilité de fréquence généralement très supérieure à 10^{-4}, avoisinant 10^{-5}.

Avec un excellent cristal, mis dans un bon thermostat, la dérive à court terme (sur un jour) est très inférieure à 10^{-10}, la dérive à long terme étant inférieure à 10^{-9}. Pour dépasser de telles précisions, les seules sources que l'on peut utiliser sont du type des étalons de fréquence au rubidium.

Le thermostat

Nous indiquerons, pour terminer, comment on peut réaliser un thermostat simple pour un quartz donné.

On utilise, comme élément chauffant, le transistor de puissance lui-même, ce qui peut sembler un peu paradoxal mais constitue, de loin, la solution la plus simple.

Nous commanderons donc le courant dans ce transistor par un pont, contenant un élément sensible à la chaleur, par exemple une résistance C.T.N. (Coefficient de Température Négatif).

La figure 5-10 indique une réalisation possible de thermostat de ce type. Le transistor T_1 est à la fois l'amplificateur et la source de chaleur. Il est commandé, sur sa base, par le courant du P-N-P T_3.

Les résistances R_1, R_2, R_3 et R_4 (cette dernière étant la C.T.N.), constituent un pont de Wheathstone; quand ce pont est équilibré, le courant dans R_5 se partage également entre T_2 et T_3. Si la température de R_4 augmente, sa résistance diminue, ce qui abaisse le potentiel de la base de T_2 : le courant augmente dans T_2, diminue dans T_3, donc dans T_1; la chaleur dégagée sur le collecteur de T_1 diminue.

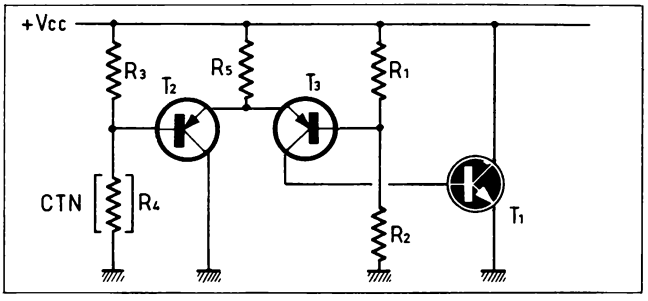


Fig. 5-10. — Pour stabiliser la température d'une enceinte où l'on place un quartz, on peut utiliser un pont comportant une thermistance R_4 : le déséquilibre du pont commande le courant du transistor de puissance, qui est en même temps l'élément chauffant du thermostat.

Un tel thermostat permet de choisir la température de stabilisation, en agissant sur la valeur de R_1 par exemple. En général, pour rendre le montage sensible aux variations de température de R_4, on a intérêt à prendre, pour R_1 et R_2, des valeurs voisines.

Un dernier mot pour préciser un point technique souvent mal compris. Beaucoup de réalisateurs de thermostats croient qu'il est préférable de placer l'élément sensible à la température à côté du composant dont on doit stabiliser la température. C'est en effet assez logique.

Cependant il est bien préférable de placer l'élément sensible à la température (ici la résistance R_4) le plus près possible de la source de chaleur. En réalisant ainsi un couplage serré entre l'élément chauffant et l'élément sensible à la température, on assure une meilleure stabilisation dans le temps de la température de l'élément chauffant lui-même. Si l'on admet, ce qui est généralement très proche de la réalité, que les déperditions de chaleur entre l'élément chauffant et le composant que l'on désire thermostater sont pratiquement constantes, on arrive donc à une stabilisation très fine de la température de ce composant.

Rappelons une « évidence »... qu'il vaut mieux rappeler cependant : un thermostat classique ne peut réguler la température d'un composant qu'à une valeur *supérieure* à la température ambiante. Il serait évidemment envisageable d'utiliser des systèmes capables de fournir et de soutirer de la chaleur, comme les « couples Peltier », mais c'est là une solution coûteuse et chère. Il faut donc prévoir à l'avance une température de stabilisation supérieure à la valeur maximale que

l'on pourra rencontrer comme température d'ambiance. Dans certains équipements électroniques mal ventilés et d'une structure très compacte, la température « ambiante » peut monter à 55 ou 60 °C. Il faudra en tenir compte dans le choix de la température de stabilisation.

Il y a beaucoup d'autres espèces de thermostats, utilisant des bilames à contacts ou des thermomètres à mercure munis de contacts dans la colonne; leur description prendrait trop de place et on les rencontre en général moins souvent.

Signalons, pour terminer, la solution approximative mais cependant valable dans certains cas qui consiste à utiliser simplement un bloc de matériau du type « C.T.P. » (Coefficient de Température Positif).

Ce produit présente la propriété de changer très rapidement de résistance autour d'une température donnée, la résistance s'accroissant si la température augmente.

Si l'on alimente un bloc de C.T.P. sous une tension constante, on obtiendra un élément de chauffage approximativement thermostaté. La solution n'est pas parfaite, mais l'emploi d'un système aussi simple, réalisé avec un bon contact thermique entre le bloc de C.T.P. et l'élément à thermostater, permet cependant de réduire dans un rapport de plus de 10 les fluctuations de température ambiante, ce qui n'est déjà pas si mal...

Les signaux de fréquence supérieure en gigahertz

Les techniques que nous avons indiquées, particulièrement celle de l'oscillateur à base commune (figure 5-4), peuvent être utilisées avec des transistors actuels à grande fréquence de coupure pour réaliser des oscillateurs à 1 ou 2 GHz.

Pour aller au-delà, il faut utiliser des techniques tout à fait différentes, rentrant dans la catégorie des matériels hyperfréquences.

Nous ne les décrirons pas ici, car leur connaissance et leur emploi relèvent de techniques tout à fait particulières, exposées en détail dans les ouvrages spécialisés.

Nous nous bornerons à rappeler que l'on peut employer des oscillateurs à transistors fonctionnant sur plusieurs centaines de mégahertz, suivis de multiplicateurs de fréquence. C'est ainsi que l'on réalise, de plus en plus souvent, les sources hyperfréquences à l'état solide, qui tendent à remplacer les tubes hyperfréquences. On arrive ainsi relativement bien à 5 ou même 10 GHz, cette dernière fréquence correspondant à une longueur d'onde de 3 cm.

Dans la même gamme de fréquence, on utilise très souvent la diode « GUNN », diode à arséniure de gallium, qui présente une résistance dynamique négative. On la place dans une cavité résonnante qui est alors excitée sur son mode fondamental.

Ces techniques sont délicates et demandent une grande expérience des hyperfréquences.

Pour les faibles puissances, il y a des oscillateurs utilisant des tubes à vide, toujours très employés de nos jours. Par exemple, le Klystron reflex, très classique, couvre facilement les bandes du gigahertz à 20 ou 30 GHz.

Au-delà, il faut faire appel à des techniques plus poussées, comme celle des tubes à ondes régressives, dont un modèle est le « Carcinotron » (marque déposée de Thomson-C.S.F.). Étant donné la grande difficulté de réalisation de la partie mécanique, nous n'entrerons pas dans les détails qui se trouvent dans les traités d'hyperfréquences.

CHAPITRE 6

Les signaux composites et spéciaux

Ce que nous traiterons dans ce chapitre est moins bien défini que les sujets exposés plus haut. Nous avons simplement voulu rassembler ici les moyens de produire des signaux relativement complexes, résultant de l'action simultanée de deux générateurs de signaux tels que ceux que nous avons décrits (ou de plus de deux). Nous pourrons « composer » ces signaux en les ajoutant, ou en utilisant l'un d'entre eux pour agir sur la fréquence ou l'amplitude des autres.

Nous examinerons donc successivement la méthode d'addition des signaux, puis les moyens de modulation en fréquence et en amplitude.

6-1. — ADDITION DES SIGNAUX

Si l'on dispose de deux sources de tension E_1 et E_2, dont l'une d'entre elles a deux bornes indépendantes de la masse, on peut se contenter, pour ajouter les tensions, de les monter en série comme l'indique la figure 6-1. Ce cas est relativement peu fréquent car la plus grande partie des générateurs de signaux comporte des systèmes fournissant un signal par rapport à la masse.

Dans ce cas, on peut les ajouter par un simple réseau de résistances comme l'indique la figure 6-2. Si les deux sources e_1 et e_2 ont des résistances internes négligeables, la tension u, obtenue entre le point commun des deux résistances et la masse a la valeur :

$$u = \frac{e_1 R_2 + e_2 R_1}{R_1 + R_2}$$

Si l'on prend pour R_1 et R_2 deux valeurs égales, on obtient alors :

$$u = \frac{e_1 + e_2}{2}$$

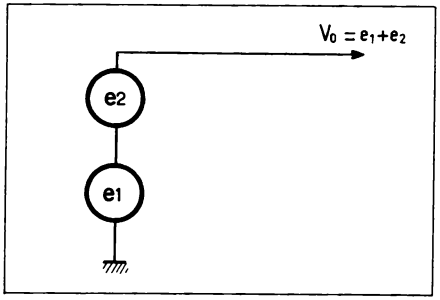


Fig. 6-1. — Si la source de tension e_2 a deux pôles indépendants de la masse, on peut réaliser la somme de deux signaux par une simple mise en série.

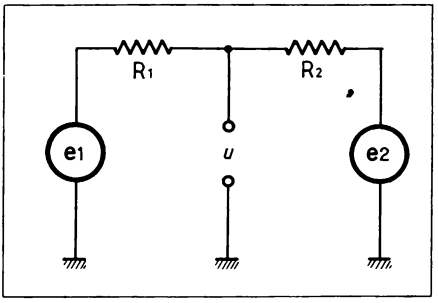


Fig. 6-2. — Si les deux sources ont chacune un pôle à la masse, on peut réaliser une addition des tensions par un ensemble de résistances.

Ce système présente toutefois les deux inconvénients suivants :

— il y a « pollution » de chaque source par l'autre, si ces sources n'ont pas une résistance interne nulle (ce qui est assez rare), cette altération d'une source par l'autre n'étant d'ailleurs importante que si l'une des sources (ou les deux) doit être utilisée pour un autre emploi que l'addition;

— la tension u peut être relativement dépourvue de composantes élevées, si l'on a une capacité parasite entre la masse et le point commun des deux résistances.

On préférera donc utiliser, dans de nombreux cas, une addition procédant plus correctement, sans que l'une des sources n'aille perturber l'autre.

Une méthode pour y arriver consiste à utiliser l'amplificateur opérationnel, comme nous le verrons dans la partie suivante. L'emploi des amplificateurs classiques est cependant limité à une fréquence maximale relativement basse.

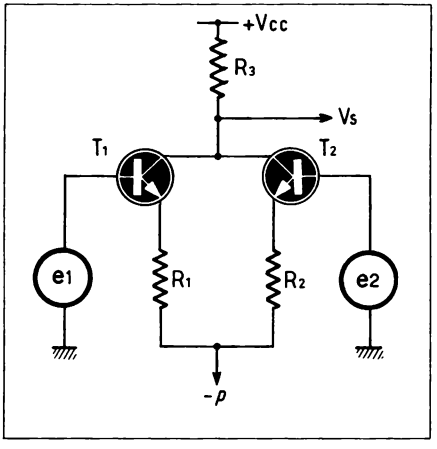


Fig. 6-3. — La tension de sortie V_0 tient compte de e_1 et e_2, puisque les courants collecteurs des deux transistors sont additionnés dans la résistance R_3.

On peut toutefois remplacer l'amplificateur opérationnel par un montage à transistors relativement simple ayant une bande passante élevée.

La solution qui nous semble la meilleure consiste à employer le montage de la figure 6-3.

La tension négative, —p, sert à déterminer le courant moyen des deux transistors T_1 et T_2. Les résistances R_1 et R_2 permettent d'assurer une forte contre-réaction d'émetteur pour ces transistors, permettant une grande linéarité et accroissant la bande passante. L'addition des deux courants dans la résistance R_3 réalise automatiquement l'addition des signaux. Il convient de noter que la tension de sortie, V_o et en opposition de phase avec celle que fournit e_1 et avec celle que fournit e_2.

6-2. — MODULATION EN AMPLITUDE D'UN SIGNAL PAR UN AUTRE

Nous souhaitons maintenant obtenir une action sur l'amplitude d'un premier signal, e_1 par un autre e_2. On pourrait dire que, en première approximation, nous souhaitons obtenir le produit :

$$U = e_1 e_2$$

En réalité, le plus souvent, si e_2 est une tension qui peut être positive et négative au cours du temps, nous souhaitons plus souvent obtenir le signal de sortie :

$$U = e_1 (e_2 + A)$$

où A est une constante.

Par exemple, considérons le cas de l'obtention d'une sinusoïde modulée en amplitude (figure 6-4). La tension e_1 est la « porteuse », de fréquence relativement élevée, alors que e_2 est la tension de modulation, purement sinusoïdale, mais à fréquence plus basse. Sur la forme d'onde située juste en dessous, nous avons indiqué ce que devient cette tension e_2 quand on lui ajoute une constante A : on obtient une forme d'onde sinusoïdale, mais, maintenant, la tension reste toujours positive.

La forme d'onde U, située juste en dessous montre ce que donne le produit de $e_1 (e_2 + A)$: c'est l'aspect classique d'une sinusoïde modulée en amplitude par une autre sinusoïde, avec un taux de modulation inférieur à 100 %.

La forme d'onde située tout en bas, U', correspond au cas où l'on effectue directement le produit de e_1 par e_2. Pendant les alternances négatives de e_2, la phase de la porteuse est inversée.

Ce dernier aspect se rencontre quand on réalise une modulation à bande latérale unique avec suppression de porteuse. Il est beaucoup plus difficile à interpréter et à démoduler que le signal U.

Ajouter une composante continue à un signal est une opération extrêmement simple. Donc, le seul problème qui se pose est de réaliser la multiplication d'une tension par une autre.

Il y a de nombreuses techniques pour cet usage : nous signalerons, entre autres :

— l'utilisation d'un transistor à effet de champ en résistance variable (on fait varier sa résistance drain-source par la tension e_1 et on le fait traverser par un courant proportionnel à la tension e_2);

— l'emploi du « modulateur en anneau »;

— l'emploi de l'effet « HALL », qui permet d'obtenir, dans une plaquette de semi-conducteur, une tension entre deux points proportionnelle au courant

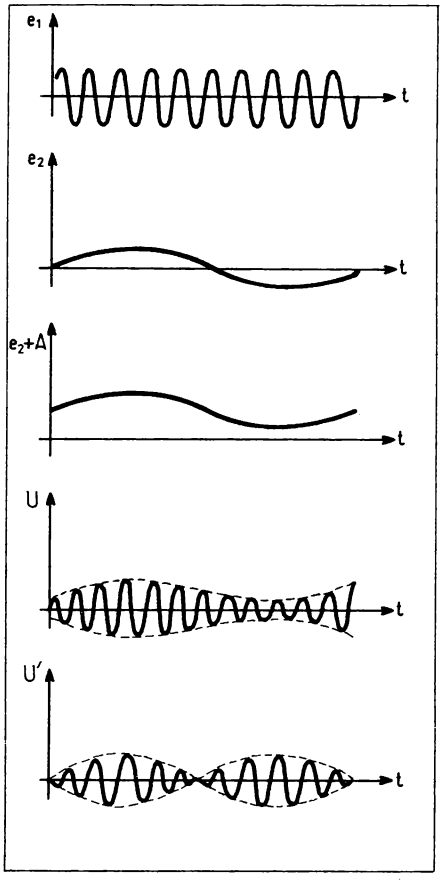


Fig. 6-4. — Le signal e_1 est la « porteuse ». Si on veut le moduler en amplitude par le signal e_2 en procédant à un produit d'amplitudes, il faut ajouter une constante A à e_2 avant de multiplier le tout par la porteuse : on obtient la tension U. Si l'on avait multiplié directement la tension e_1 par la tension e_2, on aurait obtenu la tension U', qui est une modulation « à porteuse » supprimée, utilisée dans les émetteurs B.L.U.

qui circule entre deux autres points de cette plaquette et à un champ magnétique appliqué perpendiculairement à la plaquette;

— l'utilisation de la variation de pente d'un transistor en fonction de son courant.

C'est cette dernière technique dont nous recommandons l'emploi. La meilleure solution, si la fréquence la plus élevée ne dépasse pas trop le mégahertz, consiste à utiliser un multiplicateur intégré. Il existe de nombreux circuits de ce type, les meilleurs étant les modèles multiplicateurs « 4 quadrants », comme les 8013 (INTERSIL) ou MC 1595 (MOTOROLA).

Les multiplicateurs intégrés

Dans ces circuits, on applique la tension e_1 sur une entrée, cette tension pouvant varier de -10 à $+10$ V, la tension e_2 est, de même, appliquée à une seconde entrée (elle peut aussi varier de -10 à $+10$ V). La tension de sortie S est égale au dixième du produit de e_1 par e_2, pour rester comprise entre -10 et $+10$ V.

L'emploi de ces multiplicateurs est extrêmement simple et permet des applications très variées, dépassant de beaucoup la simple modulation.

Nous donnerons une idée du principe utilisé dans de tels multiplicateurs, simplement pour permettre à ceux qui voudraient le réaliser en composants discrets (par exemple pour obtenir une plus grande bande passante, quitte à sacrifier sur la linéarité), d'en entreprendre la construction sans trop de déboires.

Le principe utilisé repose sur le fait que la pente d'un transistor est proportionnelle à son courant émetteur. Autrement dit, si l'on attaque un transistor en *tension* (c'est-à-dire avec une source de résistance interne négligeable) sur sa base, la composante alternative de courant collecteur que l'on aura dans ce transistor sera proportionnelle :

— à la tension d'attaque de la base, si cette tension est suffisamment faible;

— au courant moyen émetteur (et donc collecteur) du transistor.

Plutôt que d'utiliser, comme étage à gain commandé, un transistor unique, il est préférable d'employer une « paire différentielle », dont nous parlerons plus en détail dans la partie suivante à propos de l'amplification.

On peut attaquer une telle « paire » par une tension dissymétrique, la seconde entrée étant reliée à la masse.

On arrive alors au schéma (très simplifié) de la figure 6-5. Les transistors T_3 et T_2 constituent la « paire différentielle », attaquée par la tension e_1.

La tension de sortie de cette « paire différentielle » est fournie, sous forme symétrique, entre les collecteurs de ces deux transistors.

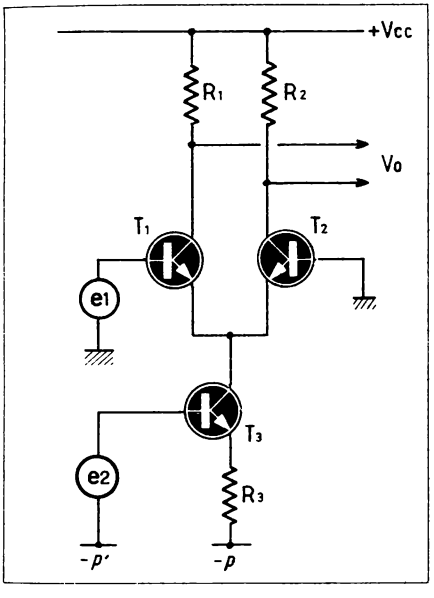


Fig. 6-5. — Le transistor T_3 fait varier le courant moyen total des émetteurs de l'étage différentiel T_1-T_2 en fonction linéaire de e_2 : il agit donc sur le gain de cet étage et réalise ainsi un produit de e_1 par e_2.

Il reste à commander le gain de cette « paire différentielle », en commandant le courant total des émetteurs. C'est le rôle du transistor T_3.

Pour obtenir une relation suffisamment linéaire entre le courant collecteur de T_5 et la tension de commande e_2, nous avons utilisé une résistance R_3, en contre-réaction d'émetteur. Cela nécessite de disposer de deux tensions négatives, — p pour le pied de R_3, — p' pour une des bornes de la source e_2.

Le montage tel qu'il est décrit présente trois inconvénients importants :

1° la source e_2 doit être disponible sur deux fils dont aucun n'est connecté à la masse;

2° la tension de la source e_1 doit être très faible (quelques millivolts efficaces);

3° la tension de sortie est fournie sous forme différentielle.

Pour améliorer ces trois points, on est amené à compliquer notablement le circuit; on arrive ainsi à un schéma voisin de celui du multiplicateur intégré. Il n'est d'ailleurs pas exclu de s'inspirer d'un tel schéma, que l'on trouve dans les notices des constructeurs, pour réaliser un multiplicateur intégré à grande bande passante, beaucoup plus encombrant et sans doute un peu moins stable que le circuit intégré correspondant, mais susceptible de performances améliorées en fréquence.

Modulation d'amplitude par superposition

Nous signalerons, pour terminer ce qui a trait à la modulation d'amplitude, une technique particulière qui peut s'utiliser dans le cas où la fréquence de la porteuse est très supérieure à la fréquence de modulation. On utilise, comme signal de porteuse, des signaux rectangulaires d'amplitude constante. On les ajoute, comme le montre la figure 6-6 au signal de modulation à fréquence faible.

Pour cela, il faut que la constante de temps R.C soit très grande par rapport à la période de la porteuse et très petite par rapport à la période du signal e_2 qui sert de modulation.

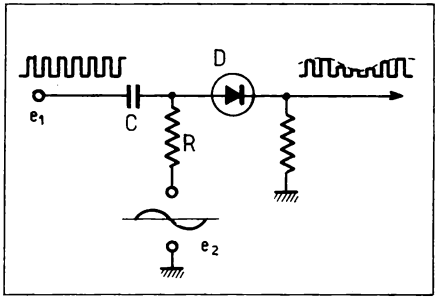


Fig. 6-6. — On peut moduler en amplitude le signal e_1 par le signal e_2 en ajoutant simplement ce dernier au premier et en utilisant un montage écrêteur.

La somme des deux tensions est alors appliquée à un système détecteur. On peut le faire directement, comme c'est le cas sur la figure 6-6, mais il est préférable d'interposer un amplificateur abaisseur d'impédance, de gain unité, comme nous en verrons dans la partie suivante à propos de l'amplification.

Le dispositif détecteur (ici une simple diode) ne laisse passer que la partie positive du signal, correspondant à une amplitude plus ou moins grande de signaux carrés, suivant la valeur qui a été ajoutée à ces derniers par la tension de modulation e_2.

Ce système, tel quel, présente deux inconvénients :

— la tension de sortie n'est pas constituée par une porteuse sinusoïdale, mais par des signaux carrés;

— la tension de sortie, comme on le voit sur la forme d'onde tracée sur la figure 6-6 n'a pas l'aspect symétrique d'une onde modulée en amplitude : toutes les crêtes négatives sont alignées à zéro, les crêtes positives dessinant seules l'enveloppe de modulation.

On remédie simultanément à ces deux défauts en appliquant le signal de sortie à un filtre passe-bande, centré sur la fréquence de la porteuse, juste assez large pour laisser passer les bandes latérales, qui sont à des fréquences très proches de celle de la porteuse, puisque nous avons supposé que la fréquence de modulation était faible par rapport à celle de la porteuse.

Autres emplois du multiplicateur

Quoiqu'il ne s'agisse pas de modulation, nous signalons ici que le multiplicateur peut être employé pour la production de formes d'ondes très particulières.

Un exemple en est donné par la figure 6-7. Nous supposons que l'on utilise un multiplicateur intégré, ayant deux entrées, respectivement désignées par x et par y, et une sortie, V_o.

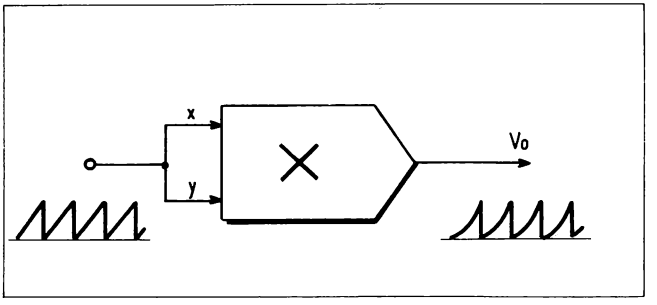


Fig. 6-7. — Si l'on applique la même tension aux deux entrées d'un multiplicateur analogique intégré, on obtient, en sortie, le carré de l'entrée : une rampe linéaire (dent de scie) est transformée ainsi en parabole.

Si nous appliquons aux deux entrées x et y, reliées entre elles, une tension en dents de scie de période T, c'est-à-dire une tension dont la variation au cours du temps est linéaire, la tension de sortie suivra une loi proportionnelle au carré du temps, c'est-à-dire une loi quadratique ou parabolique. C'est un des moyens utilisables pour réaliser de telles formes d'ondes.

Étant donné que les multiplicateurs analogiques comportent souvent un amplificateur final avec une entrée de contre-réaction, ils peuvent également être utilisés comme diviseurs, ou comme extracteurs de racine carrée. On arrive ainsi à produire des signaux de formes tout à fait particulières, suivant le type de branchement utilisé.

6-3. — MODULATION EN FRÉQUENCE D'UN SIGNAL PAR UN AUTRE

Nous envisagerons maintenant les moyens utilisables pour faire en sorte qu'une tension e_1 agisse sur la fréquence d'un générateur produisant une tension e_2.

En général, dans ce cas, la forme d'onde de la tension e_2 est limitée aux cas suivants : sinusoïde, signaux rectangulaires, tops ou dents de scies.

Pour ces différents oscillateurs de relaxation, il est souvent assez facile d'agir sur leur fréquence par une tension. Un exemple très simple est indiqué par le schéma de la figure 6-8.

Modulation de fréquence d'un UJT

On voit, sur cette figure, un générateur de courant constant, T_1. Quand la tension e_1 est constante, celle de l'émetteur de T_1 (toujours à 0,6 V au-dessus de la

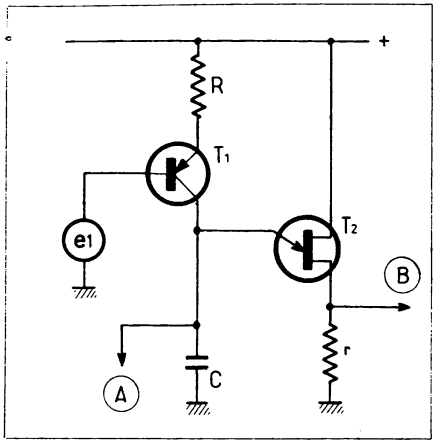


Fig. 6-8. — Le transistor T_1, modifiant en fonction de e_1 le courant de charge de C (ce condensateur étant déchargé par le transistor unijonction T_2), on obtient ainsi une oscillation modulée en fréquence par e_1.

base de ce transistor) est également constante. Il en va de même du courant dans R : le condensateur C est donc chargé à courant constant.

Le transistor unijonction T_2 décharge automatiquement C quand la tension aux bornes de ce dernier atteint une limite déterminée (on pourrait remplacer T_2 par un circuit intégré du type « 555 »).

Si l'on modifie le potentiel de la base de T_1, on change, par là même le courant dans ce transistor, donc la vitesse de charge de C. Nous supposerons que la fréquence des dents de scie qui apparaissent au point (A) est grande par rapport à la fréquence maximale de la tension fournie par la source e_1.

On trouvera donc au point (A), une tension en dents de scie dont la fréquence est modulée par la tension e_1. Au point (B), on trouve des impulsions positives, dont la fréquence est modulée de la même façon.

On peut simplifier encore le montage de la figure 6-8, par exemple en utilisant un circuit intégré « 555 » et en faisant agir la tension e_1 sur le point adéquat qui commande la variation de fréquence.

Modulation en fréquence d'un multivibrateur

Si l'on désire faire varier la fréquence d'un oscillateur en signaux rectangulaires, un excellent moyen consiste à utiliser un multivibrateur à commande de fréquence, ainsi que l'indique la figure 6-9.

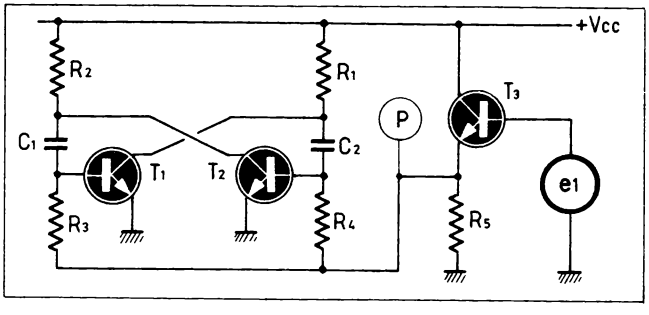


Fig. 6-9. — On peut moduler en fréquence le signal d'un multivibrateur classique en agissant sur le potentiel du point (P) où reviennent les deux résistances de bases.

Comme on le voit, le multivibrateur constitué par les transistors T_1 et T_2 est tout à fait classique, à ceci près que les résistances de base R_3 et R_4 au lieu de retourner directement au $+V_{CC}$, sont connectées à l'émetteur du transistor T_3. Ce dernier, monté en collecteur commun (abaisseur d'impédance), permet d'appliquer aux deux extrémités inférieures de R_3 et R_4 une tension égale à e_1 diminuée de 0,6 V (tension base-émetteur, quasi constante, du transistor T_3). Dans un tel oscillateur, il faut limiter l'excursion de tension e_1, en effet, il faut toujours maintenir au point (P) une tension suffisante pour que les transistors T_1 et T_2 fonctionnent en saturation pendant leur temps de conduction, et que l'on n'ait pas tendance non plus au « blocage » de l'oscillation, par une saturation trop poussée des deux transistors.

Un exemple numérique nous permettra de mieux situer le problème. Nous supposerons que les transistors T_1 et T_2 ont chacun un gain compris entre 100 et 200. Nous supposerons également que la tension d'alimentation V_{CC} est de 10 V et que les résistances R_1 et R_2 sont de 5 kΩ.

Pour que T_1 et T_2 fonctionnent à la saturation pendant leur temps de conduction, il faut que le courant collecteur correspondant soit de 2 mA (chute de tension de 10 V dans 5 kΩ). Il faut donc, pour obtenir cet état de saturation, un courant base au moins égal au centième de cette valeur c'est-à-dire 20 μA. Comme le transistor T_1, par exemple, exige pour être conducteur une tension de l'ordre de 0,6 V entre sa base et son émetteur, il faudra, pour le saturer, envoyer au moins 20 μA dans la résistance R_3 depuis le point à potentiel V_p, ce qui donne :

$$\frac{V_p - 0{,}6}{R_3} \geqslant 2.10^{-5}$$

(le $2 \cdot 10^{-5}$ correspond à 20 μA, exprimé en ampères). Si, par exemple, nous avons choisi des résistances R_3 et R_4 de 150 kΩ il faudra donc une valeur de V −0,6 au moins égale à :

$$1{,}5 \cdot 10^5 \times 2 \cdot 10^{-5} = 3 \text{ V.}$$

Il faudra donc que V_p ne descende pas en dessous de 3,6 V, autrement dit que le potentiel base de T_3 reste supérieur à :

$$3{,}6 + 0{,}6 = 4{,}2 \text{ V.}$$

En ce qui concerne, dans notre exemple, la possibilité de blocage par saturation trop poussée des deux transistors, cette hypothèse est peu probable avec des résistances base égales à 150 kΩ.

Les « V.C.O. » et « V.T.O. »

Les différents montages que nous avons décrits jusqu'à présent appartiennent à la catégorie de ce que l'on trouve dans les ouvrages américains sous le sigle VCO (Voltage Controlled Oscillator), ce qui signifie oscillateur *commandé* par une tension (on fait souvent le contresens de traduire « to control » par « contrôler » alors que ce verbe signifie commander, c'est-à-dire agir sur un phénomène).

Il existe de nombreux circuits intégrés permettant de réaliser ainsi un oscillateur commandé. Par exemple, les générateurs intégrés de signaux sinusoïdaux ou triangulaires, dont nous avons parlé plus haut (page 63), sont de ce type : ils comportent une entrée sur laquelle une tension permet d'agir sur la fréquence. On dit souvent qu'il s'agit là d'une vobulation (ou wobbulation).

On retrouve ces mêmes VCO comme constituant des systèmes à boucle de phase asservie, que nous verrons plus loin.

Une seconde catégorie de systèmes dans lesquels on utilise une tension pour modifier une fréquence appartient à la catégorie des VTO (Voltage Tuned Oscillator) c'est-à-dire des oscillateurs *accordables* par une tension.

La différence avec les précédents tient au fait qu'il s'agit ici d'oscillateurs sinusoïdaux, dans lesquels on modifie légèrement la fréquence en agissant, par une tension, sur un des composants du circuit oscillant.

On peut envisager d'agir sur le coefficient de self-induction, par exemple en saturant plus un moins un noyau de ferrite par un champ magnétique, mais cette solution est assez peu pratique et interdit pratiquement toute variation rapide de la fréquence.

On préfère, de beaucoup, agir sur la capacité du condensateur. On constitue ce condensateur par un réseau comportant des diodes spéciales, utilisées comme condensateur, et dont on peut faire varier la capacité en changeant leur polarisation inverse.

En effet, lorsqu'une diode à jonction est bloquée, elle se présente comme un condensateur. Si l'on augmente la composante continue de tension inverse appliquée à la diode, on écarte les porteurs de la jonction, créant ainsi une « zone déserte » Cela revient à peu près au même que d'éloigner deux pièces mécaniques en regard : on réduit ainsi la capacité correspondante.

On désigne souvent ces diodes à capacité variable sous le nom de « Varicaps ». Il s'agit, en fait, d'une marque déposée... mais l'emploi en est devenu si commun que c'est un usage passé dans la pratique.

La loi de variation de capacité de ces diodes en fonction de la tension varie suivant leur technologie. En règle générale, cette capacité est inversement proportionnelle à la racine carrée (ou à la racine cubique) de la tension inverse.

Utilisation des « Varicaps »

Évidemment, comme cette diode est utilisée comme condensateur dans un circuit oscillant, la tension appliquée à ses bornes varie au cours du temps. La diode ne devant jamais devenir conductrice, il faut que la tension continue inverse qu'on lui applique (pour commander sa capacité) soit toujours supérieure à la valeur crête de la tension alternative appliquée.

Même en procédant ainsi, il se produit un phénomène parasite un peu gênant : la capacité équivalente de la diode varie au cours de la période, ce qui tend à

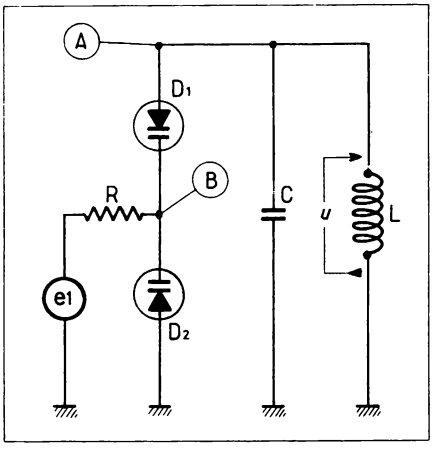


Fig. 6-10. — Montage des « diodes à capacité variable », qui permettent de faire résonner le bobinage L à une fréquence fonction de la tension de polarisation *e*.

donner au circuit oscillant un comportement un peu bizarre. Citons, au passage, le fait que cette « anomalie de fonctionnement » peut parfaitement être utilisée pour produire intentionnellement un harmonique de la fréquence d'excitation.

Pour minimiser cet effet parasite, on utilise généralement ces diodes à capacité variable dans un montage représenté sur la figure 6-10.

Nous voyons, sur cette figure, que le bobinage L est accordé d'une part par le condensateur fixe C et d'autre part par les diodes à capacité variables D_1 et D_2.

Ces deux diodes sont ainsi polarisées en inverse par la tension e_1, qui porte, à travers la résistance R, le point (B) à un potentiel positif par rapport à la masse et par rapport au point (A).

Quand la tension alternative aux bornes du bobinage, u, tend à porter le point (A) à un potentiel positif par rapport à la masse, la polarisation inverse de la diode D_1 diminue, alors que celle de D_2 augmente. Il y a ainsi une compensation de l'effet parasite dont nous avons parlé plus haut.

Ainsi, quand la capacité équivalente de la diode D_1 augmente (le point (A) devenant positif, la tension inverse aux bornes de D_1 diminue), la polarisation de D_2 augmente, sa capacité équivalente diminue.

Étant donné que les fluctuations à haute fréquence de potentiel du point (B) sont à peu près égales à la moitié de celles du point (A), nous pouvons en conclure que la valeur maximale de crête de la tension u pourra s'approcher du double de la composante continue appliquée au point (B). Il est tout de même préférable de s'en tenir à une valeur crête de u nettement plus faible que ce que nous avons indiqué.

On peut ainsi moduler la fréquence d'un oscillateur dans une proportion assez notable (on arrive très bien à $\pm 30\,\%$).

Si l'on veut obtenir une modulation de fréquence plus importante, il est préférable de faire appel à un battement entre l'oscillateur VTO et un oscillateur à fréquence fixe : sur la fréquence de battement, correspondant à la différence des fréquences des deux oscillateurs, la variation relative de fréquence est ainsi plus grande.

Ce système de diodes à capacité variable est très employé, par exemple, pour accorder sur les différents canaux la fréquence de l'oscillateur local dans un récepteur de télévision.

La commutation qui permet de changer de canal branche ainsi une tension déterminée par un potentiomètre sur la diode à capacité variable.

Une seconde tension vient corriger légèrement la première : elle est fournie par un discriminateur qui décèle l'écart entre la fréquence intermédiaire de la voie « son » et la valeur théorique que cette fréquence devrait avoir. On recale ainsi exactement la fréquence de l'oscillateur local à une valeur correcte : c'est la commande automatique de fréquence (CAF). On a réalisé ainsi un asservissement en boucle de phase, dont nous parlerons plus en détail ultérieurement.

On avait envisagé autrefois une telle généralisation de ces diodes à capacité variable que l'on pensait supprimer les condensateurs variables à lames mobiles dans les récepteurs de radiodiffusion, remplaçant ceux-ci par un potentiomètre qui agirait sur la polarisation d'une diode.

Ce projet semble être pour le moment un peu en sommeil pour différentes raisons, dont l'une des principales est la faible valeur de la tension que l'on emploie généralement pour alimenter les petits postes à transistors : on ne dispose donc pas d'une tension de polarisation suffisante pour donner une variation correcte de fréquence à l'oscillateur local.

6-4. — PRODUCTION DE SIGNAUX COMPLEXES PAR COMMUTATION ANALOGIQUE

La méthode que nous envisageons maintenant consiste à brancher les uns après les autres différents générateurs de signaux vers une sortie commune, par emploi des « portes analogiques ».

Ces « portes » sont l'équivalent d'interrupteurs, qu'une tension peut ouvrir ou fermer. Nous en avions déjà une réalisation approchée avec les portes « ET » en logique; maintenant, nous voulons aller plus loin : une porte analogique est capable de transmettre en sortie un signal pouvant avoir n'importe quelle valeur (dans un intervalle donné) et pas seulement un signal logique (ne comportant qu'un niveau bas et un niveau haut sans intermédiaire).

Les portes analogiques sont généralement réalisées au moyen de transistors à effet de champ. La meilleure solution consiste à employer deux transistors MOS mis en parallèle, un à canal N, un autre à canal P.

Ainsi, la légère variation de résistance à l'état conducteur qui se manifeste dans un transistor MOS quand le potentiel du canal varie par rapport à la grille (variation inévitable puisque ce canal doit transmettre un signal), se trouve agir en sens inverse sur le MOS canal N et sur le MOS canal P.

On arrive donc à réaliser ainsi l'équivalent d'un contact qui peut être « ouvert » (résistance équivalente de plusieurs centaines de mégohms) ou « fermé » (résistance équivalente de l'ordre de la centaine d'ohms, ou même moins).

De nombreuses portes analogiques existent sous forme intégrée avec des dispositions très variables. On les trouve souvent sous le nom de « multiplexeurs analogiques ». Il peut s'agir, par exemple, d'un système comportant quatre entrées différentes et une sortie commune (figure 6-1); parmi les quatre portes de la figure une seule d'entre elles est à l'état conducteur, les trois autres à l'état bloqué. Pour commander l'une de ces quatre portes avec le minimum de commandes, on utilise une commande codée en binaire, sur deux entrées A et B.

Il faut utiliser un décodeur, recevant les deux entrées A et B, et fournissant quatre tensions de sortie, suivant les quatre combinaisons possibles des valeurs logiques hautes et basses des entrées A et B.

Ainsi, si l'on applique un niveau logique bas sur A et B, c'est la sortie S_1 qui est excitée : l'entrée e_1 est reliée à la sortie S. Si l'on applique un niveau haut à A et bas à B, on retrouvera une commande sur la sortie S_2 : l'entrée e_2 sera transmise à S...

Il y a donc beaucoup de combinaisons possibles suivant la répartition des portes analogiques. La disposition de la figure 6-11, par exemple, peut être répétée deux fois dans un même circuit intégré, en y ajoutant une commande supplémentaire, C, agissant comme « inhibition » sur les quatre portes analogiques. Autrement dit, quand on excite cette commande C, aucune des quatre portes ne se trouve débloquée : aucune des quatre tensions e_1, e_2... e_4 n'est transmise à S.

Dans le même temps, on utilise la seconde section du circuit intégré, comportant quatre autres portes, commandées, elles aussi, par les tensions A et B via un décodeur. La différence est la suivante : cette seconde section possède une entrée C', différente de C.

En reliant entre elles les deux sorties S de ces deux sections, on dispose ainsi d'un « commutateur » à huit entrées : il suffit de faire en sorte qu'un niveau logique soit appliqué directement sur C, et, après inversion logique, sur C'. Ainsi, quand $C = 0$, c'est la seconde moitié du circuit qui est activée : l'une de ses quatre entrées

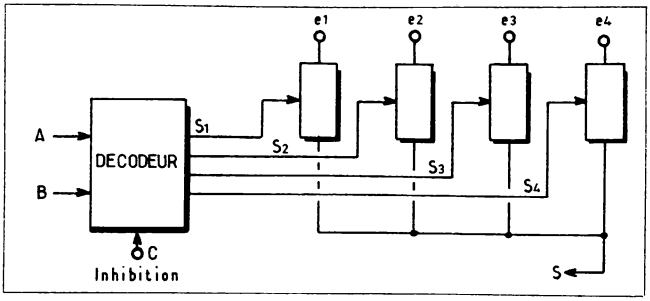


Fig. 6-11. — Le « multiplexeur analogique », comportant quatre portes analogiques, avec quatre entrées, de e_1 à e_4 et une sortie S (les portes analogiques étant réversibles, l'entrée peut se faire sur S, la sortie étant sur e_1, ou e_2...). La commande de déblocage d'une porte sur les autres se fait à partir de l'« adresse », A et B, codée en binaire, soit quatre valeurs possibles, qu'un décodeur utilise pour la commande. Une action sur la commande « inhibition » bloque toutes les portes.

(de e_5 à e_8) qui est reliée à la sortie S, puisque l'entrée d'inhibition C' est un niveau haut, alors que les quatre portes de la première section sont toutes bloquées.

Ces portes analogiques permettent donc de faire se succéder sur une même sortie des signaux venant de générateurs divers. On peut, par exemple, commencer par six tops, suivis de quatre dents de scie, suivies de sept sinusoïdes...

Il faudra, bien entendu, un compteur qui détermine le nombre de périodes de chaque type transmises par chaque porte, pour commander la commutation d'une porte à l'autre.

On dispose ainsi de la possibilité de production de signaux composites d'une très grande complexité.

6-5. — SIGNAUX SPÉCIAUX

Ce dernier paragraphe est un « fourre-tout ». Nous nous contenterons de donner quelques exemples valables pour des cas particuliers.

Signaux en marches d'escalier

Il y a de nombreux moyens pour produire un signal correspondant à une tension, constante pendant une durée T, s'accroissant brusquement de a au bout de cette durée, demeurant de nouveau constant pendant la même durée T, s'accroissant de nouveau de a... Évidemment, quand la tension du signal est arrivée à une certaine valeur, il faut qu'elle redescende rapidement jusqu'à une valeur basse pour que le cycle puisse recommencer.

Le principe de production analogique de tels signaux est indiqué, à titre d'exemple, sur le schéma de la figure 6-12. Le transistor PNP, T, est normalement bloqué. Les impulsions négatives, très courtes, de période T, appliquées au point (A), le débloquent pendant un temps donné, permettant à une quantité d'électricité constante de traverser le transistor et de charger le condensateur C. La tension aux bornes de ce dernier s'accroît alors brusquement, et reste constante jusqu'à l'arrivée d'une nouvelle impulsion en (A).

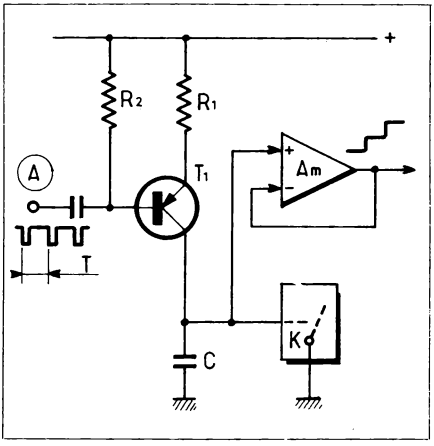


Fig. 6-12. — Réalisation d'un générateur de tension « en escaliers » : T_1, débloqué à chaque signal d'entrée, charge C par accroissements égaux de tension. L'amplificateur Am permet de « lire » la tension aux bornes de C sans le décharger, le « contact » K décharge périodiquement C pour amorcer une nouvelle série de marches d'escalier.

Le dispositif représenté sous la forme symbolique d'un contact, dans un rectangle repéré par la lettre K, sert à décharger périodiquement le condensateur C, quand la tension aux bornes de ce dernier dépasse une certaine valeur choisie.

L'amplificateur Am de gain unité, de très grande résistance d'entrée, est utilisé pour prélever la tension aux bornes de ce condensateur sans le décharger, comme chaque fois que l'on désire utiliser la tension aux bornes d'un condensateur sans perturber cette dernière : le signal en marches d'escalier est fourni, à basse impédance, à la sortie de l'amplificateur Am.

Une autre technique pour obtenir un signal en marches d'escalier consiste à utiliser une « pompe à diodes », dont nous verrons l'usage à propos de la conversion fréquence-tension.

Une dernière technique, probablement préférable aux autres en raison de sa souplesse, consiste à relier les sorties d'un compteur binaire aux entrées d'un convertisseur digital-analogique : la sortie du convertisseur donne directement une tension en escalier quand on envoie des impulsions à fréquence constante à l'entrée du compteur.

Signaux exponentiels et logarithmiques

En ce qui concerne les signaux exponentiels variant en fonction du temps avec un exposant proportionnel au temps mais avec un signe négatif, toutes les charges et décharges de condensateurs à travers une résistance les fournissent très simplement : ce sont même souvent ces signaux que l'on obtient alors que l'on cherche à avoir des signaux en dents de scie linéaires.

Le problème est plus complexe si l'on désire une tension qui varie suivant une loi de la forme :

$$v = A \cdot e^{Bt}$$

Où B est une constante *positive*.

On y arrive en utilisant la propriété caractéristique de la diode prise en sens direct : l'intensité du courant direct dans la diode est une fonction exponentielle de la tension directe à ses bornes.

Il faut utiliser, pour obtenir une tension de sortie proportionnelle à ce courant, un « transformateur courant-tension » dont nous parlerons au chapitre de l'utilisa-

tion des amplificateurs opérationnels. Le schéma correspondant est celui qu'indique la figure 6-13.

On applique au point (A) un signal en dents de scie négatives, dont l'amplitude doit être très soigneusement ajustée (cette amplitude doit rester très faible, inférieure à 0,6 ou 0,7 V). L'effet de la contre-réaction, par l'intermédiaire de l'amplificateur opérationnel, maintient l'anode de la diode au même potentiel

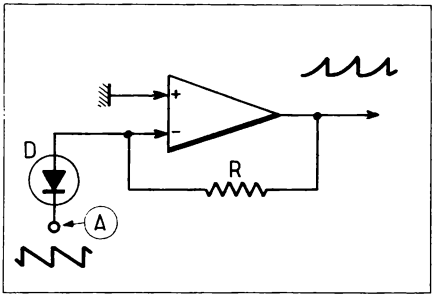


Fig. 6-13. — En utilisant la caractéristique logarithmique d'une diode, cette diode faisant partie de la boucle de contre-réaction dans un amplificateur opérationnel, on réalise ainsi une conversion exponentielle.

que l'entrée + de l'amplificateur, c'est-à-dire au potentiel de la masse. La tension aux bornes de la diode est donc toujours égale à celle qui existe entre le point (A) et la masse, quel que soit le courant dans la diode. Ce courant ne peut passer que par la résistance R, produisant en sortie une tension proportionnelle à ce courant.

Signaux logarithmiques

En intervertissant la résistance et la diode dans le schéma de la figure 6-13, nous obtenons un montage dans lequel on fait passer dans la diode un courant qui croît linéairement en fonction du temps (comme la tension aux bornes de la résistance).

Étant donné que la tension aux bornes d'une diode (c'est-à-dire la tension de sortie) est proportionnelle au logarithme du courant qui passe dans la diode, nous obtenons donc une tension de sortie qui varie en fonction du logarithme du temps.

Signalons que, dans certains cas, on peut remplacer la diode D par une diode Zener Z de tension faible (3 V) utilisée dans le sens normal d'emploi d'une Zener. La caractéristique est relativement logarithmique; on peut l'améliorer encore en ajoutant en série avec la diode Zener une résistance fixe que l'on déterminera par une série de mesures.

Signaux de formes arbitraires

Si nous désirons produire un signal dont la forme d'onde soit déterminée et qui n'entre dans aucune des catégories précédentes, il faut distinguer plusieurs cas :

— ce signal se compose de parties horizontales, ou à montées (ou descentes) linéaires, séparées par des variations brusques : il est vraisemblable que, en mettant à profit les ressources des circuits logiques, on arrivera à le produire;

— la forme d'onde ne ressemble à rien de ce que l'on pourrait produire par des circuits logiques ou par des associations de générateurs de signaux tels que nous les avons décrits.

Dans ce dernier cas, il y a essentiellement deux méthodes pour résoudre le problème : « la mémoire morte » ou le « monoformer ».

En ce qui concerne l'emploi de la mémoire morte, nous en avons déjà rencontré un exemple pour les signaux sinusoïdaux de fréquence très basse (figure 4-9).

Rappelons qu'une telle mémoire contient un ensemble de « mots », chacun contenant un certain nombre de chiffres binaires ou « bits ». Cette mémoire possède des entrées d'adressage : si elle a, par exemple dix entrées d'adressage, cela signifie qu'elle contient 1 024 mots, car il y a 1 024 combinaisons possibles de niveaux logiques hauts et bas sur 10 entrées, selon les règles des opérations binaires.

Suivant la combinaison des entrées, on « adresse » un de ces mots, correspondant à l'adresse indiquée. Tous les bits du mot seront donc disponibles sur autant de sorties que chaque mot contient de bits.

L'emploi d'une telle mémoire, pour engendrer un signal dont la forme d'onde est prédéterminée, est relativement simple.

On part du dessin de la forme d'onde réalisée à grande échelle et très soigneusement sur un papier millimétré. On décompose cette courbe en une série de points qui sont également espacés en ce qui concerne l'échelle des temps (l'abscisse).

Pour tous les points successifs, correspondant à des intervalles de temps a, on note la valeur de la tension à obtenir, V_0.

Cette valeur étant notée, on la convertit en code binaire. Cette opération, relativement fastidieuse si l'on a beaucoup de points et que l'on désire une grande finesse de résolution, est notablement accélérée par l'emploi d'une calculatrice électronique programmable qui effectue d'une façon répétitive ces transpositions de code décimal en code binaire.

Le choix du nombre d'intervalles de temps a, ainsi que de la précision avec laquelle on veut définir la valeur de tension à chaque instant dépend de la « finesse de résolution » que l'on exige.

Une fois que l'on a la totalité des valeurs de la tension correspondant à chaque temps déterminé, on peut alors programmer la mémoire morte, suivant le processus indiqué par le constructeur. Il faut alors utiliser une mémoire du type « PROM », dont la programmation est souvent relativement simple.

Si l'on désire, par exemple, définir la tension de sortie avec une précision meilleure que 0,4 %, il faudra que cette tension puisse prendre 256 valeurs diverses, ce qui exige, pour chaque adresse de la mémoire, un mot de 8 bits.

Pour programmer la mémoire, on fera croître un par un le nombre correspondant à l'adresse d'entrée, et, pour chaque adresse, on appliquera la valeur codée binaire que l'on a obtenue par conversion pour obtenir la « table de vérité » indiquée plus haut.

Exemple numérique

Donnons un exemple très rudimentaire pour voir comment cela se pratique. Supposons (figure 6-14), que nous disposons du début d'une forme d'onde donnée par 21 points. Chacun de ces points est défini avec une précision égale au quart de la hauteur du carré du quadrillage : il nous faudra donc deux bits fractionnaires après la virgule.

D'autre part, nous savons (par examen du reste de la courbe dont la figure 6-14 ne donne qu'un morceau), que la tension de sortie doit pouvoir atteindre une valeur correspondant à 30 carreaux. Il nous faudra donc définir la valeur de tension pour chaque point par un nombre comprenant 5 bits pour sa partie entière (on peut ainsi aller de 0 à 31).

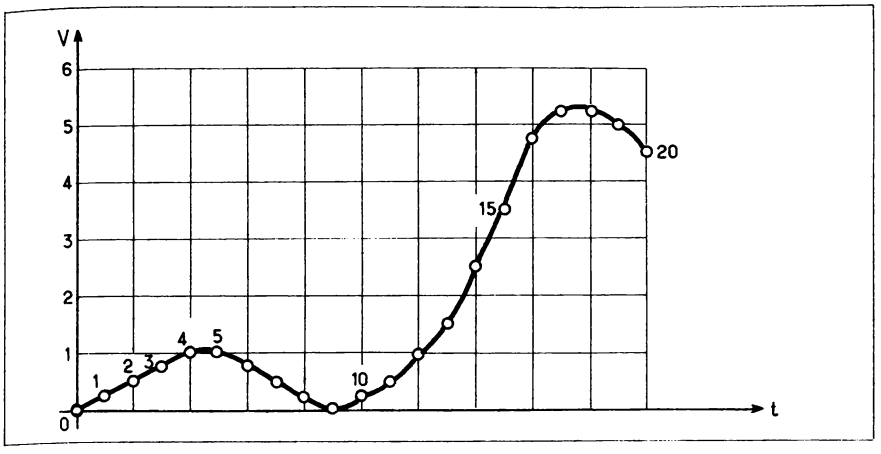


Fig. 6-14. — Exemple d'une courbe de forme d'onde entièrement arbitraire, la valeur de V étant donnée avec une précision de 1/4 d'unité (carré) dans le sens vertical.

Ainsi, pour chaque valeur de tension, nous aurons un mot de 7 bits (5 pour la partie entière puisque nous devons atteindre 30 pour cette partie, et 2 pour la partie fractionnaire puisque nous devons donner une précision d'un quart d'unité). Nous commençons par relever la valeur de tension correspondant à chaque point, exprimée sous forme décimale, directement suivie de sa conversion en binaire, ce qui nous donne le tableau de la figure 6-15. La première colonne de chaque ligne contient le numéro *n* du point, commençant par le numéro 0 jusqu'au numéro 20. La deuxième contient la valeur V_{10} de la tension, exprimée en code décimal. La troisième contient la valeur V_2 de cette tension, exprimée en code binaire à 7 bits, 5 pour la partie entière et 2 pour la partie fractionnaire.

n	V_{10}	V_2	n	V_{10}	V_2	n	V_{10}	V_2
0	0	0 0 0 0 0,0 0	7	0,5	0 0 0 0 0,1 0	14	2,5	0 0 0 1 0,1 0
1	0,25	0 0 0 0 0,0 1	8	0,25	0 0 0 0 0,0 1	15	3,5	0 0 0 1 1,1 0
2	0,5	0 0 0 0 0,1 0	9	0	0 0 0 0 0,0 0	16	4,75	0 0 1 0 0,1 1
3	0,75	0 0 0 0 0,1 1	10	0,25	0 0 0 0 0,0 1	17	5,25	0 0 1 0 1,0 1
4	1,0	0 0 0 0 1,0 0	11	0,5	0 0 0 0 0,1 0	18	5,25	0 0 1 0 1,0 1
5	1,0	0 0 0 0 1,0 0	12	1,0	0 0 0 0 1,0 0	19	5,0	0 0 1 0 1,0 0
6	0,75	0 0 0 0 0,1 1	13	1,5	0 0 0 0 1,1 0	20	4,5	0 0 1 0 0,1 0

Fig. 6-15. — Tables des valeurs de la tension V, exprimée en code décimal, à un quart d'unité près dans la colonne V_{10}, en code binaire dans la colonne V_2. (Comme V ne dépasse pas 7 dans les vingt premières valeurs, les digits situés le plus à gauche (MSB) et juste à la droite de celui-ci restent toujours zéro).

Comme les valeurs que nous avons envisagées ne dépassent pas 7, les deux premiers bits de la partie entière sont toujours 0 dans toutes les lignes.

En possession de cette table de vérité avec le numéro du point et la tension correspondante exprimée en code binaire, nous allons faire se succéder toutes les adresses possibles à l'entrée de la mémoire PROM, par exemple au moyen d'un compteur binaire dans lequel nous envoyons, entre chaque programmation, une impulsion unique d'entrée, et dont les sorties commandent les entrées d'adresses de la mémoire.

Pour plus de sureté, nous disposerons sur les entrées d'adresse des diodes électro-luminescentes pour vérifier que l'adresse est correcte.

A chaque adresse correspond un mot codé binaire. Nous l'appliquerons, par un jeu de 7 interrupteurs, correspondant chacun à un bit, aux entrées de programmation. Là aussi, nous placerons des diodes électro-luminescentes pour vérifier que le mot est correct.

Une fois cette vérification faite, on envoie le signal de programmation, qui agit sur la mémoire en inscrivant définitivement le mot présent à l'entrée à l'adresse appliquée. Après chaque mot, on passe au mot suivant en incrémentant le compteur d'une unité.

Il importe de faire très attention, surtout dans le cas de l'emploi d'une mémoire PROM qui n'est pas re-programmable : un nombre inscrit ne s'efface plus et toute erreur est définitive.

Une fois en possession de la mémoire ainsi programmée, il suffira de lui appliquer les sorties d'un compteur binaire comme nous avons fait pour la programmer. A l'entrée de ce compteur, nous enverrons des impulsions d'horloge régulièrement espacées, la fréquence de ces impulsions étant fonction de la durée du signal à obtenir.

Les sorties des bits de la mémoire, pour chaque mot, donnent, par l'intermédiaire d'un convertisseur digital-analogique, une tension de sortie.

La tension de sortie reproduit donc, point par point, la forme d'onde primitivement imposée.

Évidemment, cette sortie n'a pas une variation continue. Plus le nombre de bits de chaque mot est élevé, plus la variation minimale est réduite.

Si le résidu de discontinuité est gênante, il peut être possible de le réduire par emploi d'un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est un petit peu inférieure à celle de l'horloge.

Le « Monoformer »

La solution du « monoformer » peut sembler plus simple, mais elle nécessite l'emploi de composants assez délicats et une mise au point relativement longue.

Elle utilise un système asservi, permettant d'amener le spot d'un oscilloscope en un point donné de l'écran fluorescent, juste sur le bord d'un masque opaque appliqué sur ce dernier. La figure 6-16 reproduit de façon simplifiée la structure de l'ensemble.

On voit que l'écran fluorescent du tube est en partie masqué, dans sa partie inférieure, par une pièce découplée appelée masque. Le spot S, se forme sur l'écran et sa lumière, si elle n'est pas occultée par le masque, arrive sur une cellule photo-électrique C. Le signal fourni par C est amplifié par un amplificateur A. La tension de sortie V_o, de cet amplificateur est appliquée à l'une des électrodes de déviation verticale ici à P_{y1}.

Quand on augmente le potentiel de cette électrode, le spot a tendance à descendre. L'autre déviatrice verticale, P_{y2}, est portée à un potentiel positif constant +a.

Imaginons que le spot soit, initialement, très en haut de l'écran, en tous cas au-dessus de la limite du masque : sa lumière arrive donc en totalité à la cellule photo-électrique C, ce qui donne une tension V_0 élevée.

Cette tension, agissant par P_{y1}, fait descendre le spot. Lorsque le spot est arrivé en un point tel qu'il soit partiellement occulté par le bord du masque, la lumière envoyée par le spot diminue. On arrive à un état d'équilibre dans lequel le spot, partiellement occulté, envoie sur C la lumière nécessaire pour que, par l'intermédiaire de l'amplificateur, il soit maintenu à la position qu'il occupe.

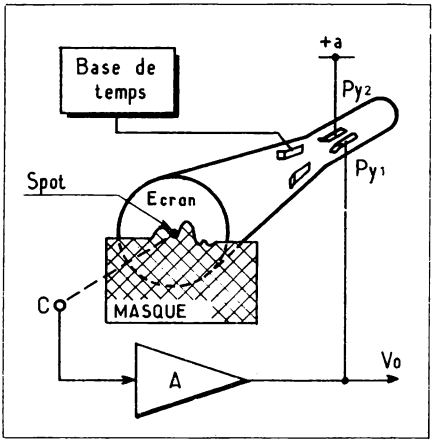


Fig. 6-16. — Système dit « MONOFORMER », qui permet d'engendrer une forme d'onde quelconque à partir de son dessin, réalisé comme la ligne qui limite en haut le « masque » opaque, posé sur l'écran fluorescent d'un tube cathodique. Un système d'asservissement photo-électrique du spot fait que ce dernier se place toujours juste à la limite du masquage par le masque.

Si nous déplaçons le masque dans le sens vertical, le système asservi réagira, le spot suivra le déplacement en restant toujours partiellement occulté par le bord du masque.

Supposons maintenant que, en utilisant une électrode de déviation horizontale P_x, nous déplacions régulièrement le spot de gauche à droite.

L'asservissement dont nous avons parlé maintiendra le spot sur le bord du masque. Dans son déplacement général de gauche à droite, le spot décrira donc, sur l'écran fluorescent, une ligne qui est exactement la découpe du masque.

Il s'ensuivra une tension de sortie V_0 qui reproduit sous forme électrique la forme d'onde qui a été réalisée par découpage du masque.

Il suffira donc d'appliquer une tension de balayage horizontal variant linéairement dans le temps pour obtenir n'importe quelle forme d'onde suivant un tracé déterminé.

Ce système semble très séduisant quand on le voit ainsi, il n'en présente pas moins de grandes difficultés de réalisation :

— la lumière émise par un spot d'oscilloscope n'est pas considérable : il faudra une cellule de très grande sensibilité pour la recevoir ;

— il est indispensable de protéger parfaitement la cellule et l'écran fluorescent, ainsi que le masque, de toute lumière parasite;

— l'emploi d'une cellule très sensible et d'un amplificateur à grand gain peut conduire à une tension comportant un souffle important;

— le spot lui-même n'est pas formé à l'extérieur du verre mais à l'intérieur : il en résulte une certaine imprécision quant à son asservissement en position par rapport au bord du masque;

— comme dans tout système très sensible utilisant une cellule photo-électrique, la bande passante peut être relativement réduite.

Tout cela montre que si l'expérience de laboratoire démontrant le principe du monoformer est assez facile à réaliser, son emploi pratique demande une mise au point très délicate.

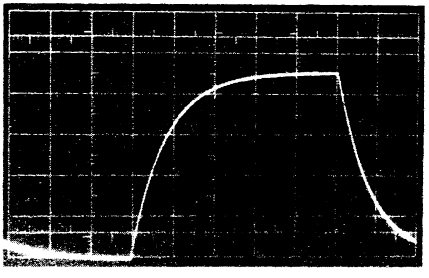


Photo 4. — Un signal parfaitement rectangulaire est appliqué à l'entrée de l'oscilloscope, ayant 1 MΩ de résistance interne, à travers 1 MΩ. Sur l'oscillogramme (1 V/carré, 20 μs/carré), correspondant à la figure 16-2, permet de voir que la constante de temps correspondante est de 20 μs, soit, pour 500 kΩ équivalent (1 MΩ interne et 1 MΩ en série à l'extérieur de l'oscilloscope), une capacité d'entrée de 40 pF.

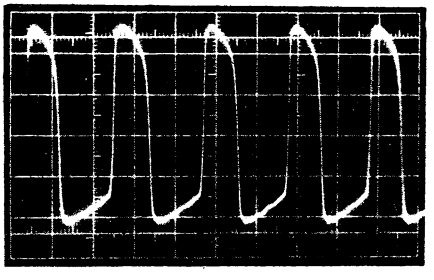


Photo 5. — Signal du multivibrateur à diode tunnel de la figure 16-1, avec un balayage à 100 ns/carré et une sensibilité verticale 100 mV/carré.

DEUXIÈME PARTIE

TRANSFORMATION DES SIGNAUX

Les montages que nous allons étudier maintenant sont destinés à modifier la forme d'un signal. Ainsi, à partir des générateurs fondamentaux que nous avons étudiés plus haut, on pourra augmenter les possibilités diverses de production de signaux.

Parmi les transformations et modifications que l'on peut effectuer sur un signal, il en est une, très courante, qui consiste à multiplier la tension de sortie par un nombre constant : c'est une « transformation sans déformation », autrement dit une amplification linéaire.

Évidemment, entre la forme d'onde que l'on observerait à l'entrée de l'amplificateur et celle que l'on peut observer en sortie, il n'y a pas identité si nous utilisons la même sensibilité verticale sur l'oscilloscope. C'est pourquoi on ne peut pas tout à fait parler de transformation sans déformation.

Toutefois, si nous utilisons une autre sensibilité verticale (plus réduite) pour la forme d'onde issue de la sortie de l'amplificateur, dans le cas où l'amplification en tension est supérieure à l'unité, nous pourrons avoir une forme d'onde en sortie superposable à celle que l'on observerait à l'entrée.

Nous verrons ensuite comment on peut transmettre une partie d'un signal en supprimant tout ce qui est au-dessus (ou au-dessous) d'un niveau donné : c'est l'écrêtage.

Nous verrons après comment on peut prendre la dérivée d'un signal, dans le but d'obtenir des tops brefs à partir de changement d'état. Il restera à voir l'opération complémentaire, ou « intégration » permettant de prendre l'équivalent de la primitive d'une fonction.

Parmi d'autres transformations, valables en principe pour les signaux rectangulaires, nous verrons comment on peut diviser ou multiplier la fréquence d'un signal par un nombre fixe.

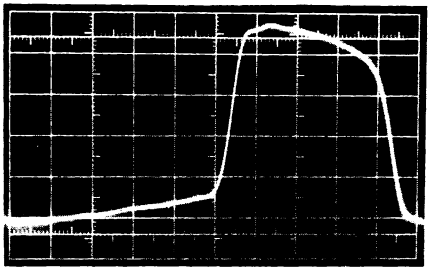


Photo 6. — En utilisant, toujours avec 100 mV/carré, un balayage à 20 ns/carré, on peut voir que le temps de montée de l'oscilloscope est de un demi-carré, soit environ 10 ns.

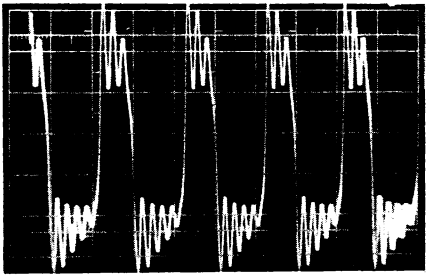


Photo 7. — Signal observé sur la photo 5 mais avec simplement un fil de 10 cm entre le multivibrateur à diode tunnel et l'oscilloscope : on voit à quel point le signal est perturbé.

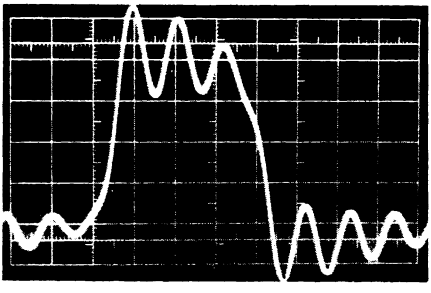


Photo 8. — Le signal de la photo 7 observé avec une vitesse de balayage de 20 ns/carré, comme sur la photo 6 : les suroscillations parasites dues aux 10 cm de connexion se voient encore mieux.

CHAPITRE 7

Transformation sans déformation

7-1. — L'AMPLIFICATION

Définition

Étant donné qu'il y a beaucoup d'erreurs commises à propos de l'amplification, il nous semble utile de préciser ce que nous entendons par là. Un amplificateur, dans sa forme la plus générale, se présente ainsi que l'indique la figure 7-1. Il a deux bornes d'entrée, auxquelles on applique la tension d'entrée V_i. Son entrée est équivalente à une résistance passive, dite résistance d'entrée : R_i.

En ce qui concerne la tension de sortie V_s, elle est fournie sur deux autres bornes, par l'équivalent d'une source ayant une force électromotrice (F.E.M.) V_0 et une résistance interne en série r_0.

Ainsi, la tension de sortie V_s est égale à V_o si l'on ne prélève aucun courant à cette tension de sortie.

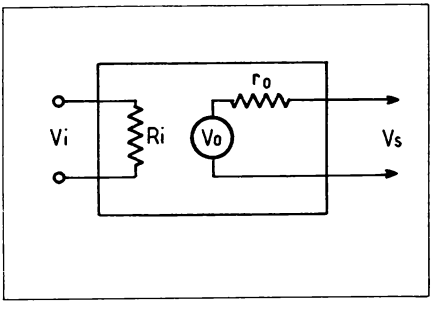


Fig. 7-1. — Dans tout amplificateur, on doit considérer que l'entrée est connectée à une résistance R_i (résistance d'entrée), la sortie V_s étant celle d'une source dont la force électro-motrice, V_o, est proportionnelle à V_i et dont la résistance interne de sortie est r_o.

La valeur de V_o est égale au produit de la tension V_i par une constante A_V, appelée « amplification en tension » (sans que la sortie soit chargée) de l'amplificateur.

Nous dirons que ce montage joue réellement le rôle d'un amplificateur si la *PUISSANCE* que l'on peut récolter à la sortie sur une charge peut être plus grande que la puissance appliquée à l'entrée (dissipée dans la résistance interne d'entrée R_i).

En ce qui concerne la puissance fournie à l'entrée, le calcul en est simple : elle est :

$$P_i = \frac{(V_i)^2}{R_i}$$

Examinons maintenant la puissance que l'on pourra obtenir sur une résistance de charge R_L placée sur les bornes de la sortie.

Si nous maintenons constante la tension d'entrée et que nous réduisions progressivement la valeur de R_L, que va-t-il se passer?

Tout d'abord, pour des valeurs de R_L très grandes par rapport à r_o, la puissance dissipée dans R_L est très faible : la tension aux bornes de la charge est pratiquement égale à V_o, mais la puissance de sortie, égale à :

$$\frac{(V_0)^2}{R_L}$$

est très faible puisque R_L est grande. Maintenant, si nous réduisons R_L, nous augmentons cette puissance. Évidemment, en réduisant trop la résistance de charge, nous obtenons une nouvelle diminution de la puissance de sortie, parce que la tension V_0 se retrouve principalement aux bornes de la résistance r_0, une petite partie de cette tension étant dissipée dans R_L.

Pour donner une expression exacte de la puissance de sortie, P_0, fournie dans la charge R_L, il suffit de calculer le courant de sortie (égal au quotient de la tension V_0 par la somme de R_L et r_o), pour obtenir l'expression :

$$P_0 = R_2 \frac{(V_0)^2}{(R_L + r_0)^2}$$

En étudiant mathématiquement cette fonction, on voit que la puissance P_o passe par un maximum quand la résistance de charge externe R_L prend la valeur r_0. C'est d'ailleurs un fait bien connu : tout générateur débite à l'extérieur une puissance maximale quand la charge est égale à la résistance interne.

La puissance débitée à l'extérieur passe alors par sa valeur maximale qui est :

$$P_{OM} = \frac{(V_0)^2}{4r_0}$$

A ce moment, la tension de sortie V_s devient :

$$V_s = \frac{V_0}{2}$$

Étant donné que l'on a :

$$V_0 = V_i \,.\, Av$$

A_v étant le gain en tension de l'amplificateur sur charge infinie), on en déduit facilement que, pour avoir une puissance de sortie maximale P_{OM} supérieure à la puis-

sance fournie à l'entrée, il faut que le gain en tension A_v, la résistance interne d'entrée R_i et la résistance interne de sortie r_0 soient liés par la relation :

$$\frac{(A_v)^2 R_i}{4 r_0} > 1$$

L'amplification d'un étage sera donc réelle si le gain en tension A_v est élevé et/ou le rapport R_i/r_0 est grand. Le gain en tension est une qualité souvent utile pour un amplificateur, mais, dans la plupart des cas c'est surtout une valeur élevée de la résistance d'entrée R_i et/ou une valeur basse de la résistance interne de sortie r_o qui constitue la qualité fondamentale de l'amplificateur.

Insistons tout de même sur un point. Quand nous parlons de la résistance interne r_0 de la sortie, nous entendons par là le facteur qui exprime la réduction de la tension de sortie V_s en fonction du courant I_s consommé, suivant la relation :

$$V_s = V_0 - r_0 I_s$$

On sait que, quand on applique à un amplificateur un taux élevé de contre-réaction, on diminue, par là même, l'influence du courant consommé à la sortie sur la tension de sortie : on réduit donc d'autant la résistance interne de sortie r_0.

On peut donc arriver, dans certains cas, à réduire cette résistance interne presque à zéro. Mais, alors, ce que nous avons dit plus haut cesse d'être vrai : on ne peut plus faire débiter l'amplificateur sur une charge extérieure égale à sa résistance interne r_0. En effet, tout amplificateur a une puissance de sortie maximale, déterminée par la nature et l'emploi de l'étage de sortie.

On se trouve dans la même situation que lors de l'emploi d'une batterie d'accumulateurs au plomb : sa résistance interne peut être de l'ordre du centième d'ohm. C'est, en effet, indispensable pour disposer d'un courant de plusieurs centaines d'ampères, souvent nécessaires pour démarrer un moteur à essence, sans que la tension de la batterie tombe à une valeur trop basse.

Évidemment, une batterie de 12 V ayant une résistance interne de un centième d'ohm débiterait une puissance extérieure maximale sur une résistance extérieure valant également un centième d'ohm. C'est là une considération purement théorique : la batterie, débitant alors une puissance supérieure à 7 kW, serait détruite presque instantanément. La puissance maximale que l'on peut obtenir à l'extérieur est limitée par l'intensité maximale que la batterie peut débiter (une dizaine d'ampères au plus).

Dans un tel cas, il faut, pour que l'amplificateur ait réellement une amplification, que la puissance maximale qu'il peut fournir (en le chargeant sur une résistance externe indiquée, très supérieure à sa résistance interne de sortie r_0), soit supérieure à la puissance appliquée à l'entrée.

Comme on le voit, le problème n'est pas aussi évident qu'on le pense généralement.

Amplificateur de gain unité

Nous insisterons tout particulièrement sur un type d'amplification très important en électronique et souvent mal compris : l'amplificateur ayant un gain en tension égal à l'unité.

On pense souvent qu'un tel amplificateur est complètement inutile, tant est ancrée dans les habitudes l'idée de considérer un gain comme lié à un gain en tension. Or, en réalité, un amplificateur ayant un gain en tension égal à l'unité, mais dont la résistance interne d'entrée est de plusieurs mégohms, alors qu'il a une résistance interne de sortie d'une fraction d'ohm, réalise une amplification très importante en puissance, à cause de son *gain en courant*.

Nous revenons un peu sur le sujet avec un exemple pratique, tant l'importance de cet amplificateur de gain unité est grande :

Supposons (fig. 7-2) qu'une source ayant une force électromotrice de 1 V et une résistance interne de 2 MΩ soit utilisée :

— soit directement (entre les bornes (A) et (B));

— soit par l'intermédiaire d'un amplificateur de gain unité (entre les bornes (C) et (D)).

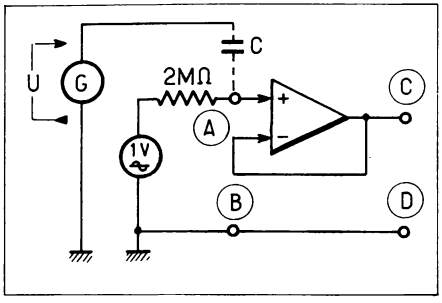


Fig. 7-2. — La source de F.E.M. 1 V et de résistance interne 2 MΩ peut très facilement être perturbée par la source de tension parasite U, via la capacité parasite C. Si on passe par un amplificateur de gain unité en tension, mais donnant en (C) une tension avec une faible impédance de sortie, la tension devient alors « imperturbable » (au sens éthymologique du terme...).

Dans le premier cas, la source ne peut débiter qu'une puissance insignifiante : là on peut vraiment la charger entre les points (A) et (B), par une résistance de 2 MΩ. Il est facile de calculer la puissance obtenue, elle sera de :

$$1{,}25.\ 10^{-7}\ \text{W}$$

D'autre part, si nous voulons envoyer le signal correspondant à une grande distance, il y a fort à parier qu'il sera très nettement perturbé par tous les champs électriques extérieurs. En effet, on peut faire l'hypothèse qu'il y a, au voisinage des fils, plusieurs générateurs comme G, donnant une tension alternative U, couplé au point (A) par une petite capacité parasite C.

La valeur de cette capacité est d'autant plus grande que le fil de liaison entre le point (A) et l'utilisation est plus long.

On pourrait penser à la protection de ce fil en utilisant un conducteur blindé. Dans de nombreux cas, le remède est... pire que le mal. En effet, un fil blindé présente une capacité assez importante (de 40 à 150 pF par mètre). Ainsi, si nous utilisons simplement 5 m de fil blindé, ayant une capacité parasite de 80 pF/m, soit 400 pF en tout, cette capacité de 400 pF formera, avec la résistance interne de 2 MΩ, un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure à −3 dB est de l'ordre de 200 Hz : un signal à 2 kHz serait donc atténué à peu près dans le rapport 10 (20 dB) par ce filtre.

Utilisons maintenant l'amplificateur de gain en tension unité, dont nous supposerons la résistance d'entrée très grande (supérieure à 50 MΩ). On peut aussi supposer que sa résistance interne de sortie est inférieure à l'ohm.

Dans ces conditions la tension de sortie entre les points (C) et (D) est pratiquement égale à 1 V, la résistance d'entrée de l'amplificateur étant très grande par rapport à 2 MΩ.

Mais cette tension de sortie est maintenant fournie par une source dont la résistance interne est de l'ordre de l'ohm. Si nous l'appliquons à une résistance de charge de 100 Ω (en admettant que l'amplificateur soit capable de débiter le courant

correspondant, soit 10 mA efficaces, ce qui est très classique pour la plupart des amplificateurs opérationnels), nous obtiendrons une puissance de sortie de :

$$10\,\text{mW} = 10^{-2}\,\text{W}$$

La puissance d'entrée consommée à la source par l'entrée de l'amplificateur est : 1/50 000 000, autrement dit :

$$2.\ 10^{-8}\,\text{W}$$

Le rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée est alors égal, comme il est facile de le calculer, à 500 000, ce qui n'est tout de même pas mal pour un amplificateur de gain unité.

Nous y avons gagné quelque chose de plus.

Puisque la tension disponible en sortie est fournie par une source dont la résistance interne est de 1 Ω, elle est devenue « imperturbable » (au sens étymologique du terme, c'est-à-dire impossible à perturber). En effet, maintenant, le générateur parasite G n'agira sur cette source qu'à travers une capacité parasite c dont l'impédance est relativement élevée, en tout cas presqu'infinie par rapport à 1 Ω, alors qu'elle pouvait être faible par rapport à 2 MΩ. La tension rajoutée par le générateur (tension parasite) est donc négligeable.

Si nous souhaitons conduire le signal jusqu'au point d'utilisation par un câble blindé, y en aurait-il 100 m à 80 pF/m, soit une capacité totale de 8 nF, on peut calculer que le filtre passe-bas, constitué par la résistance interne de 1 Ω et cette capacité, a une fréquence de coupure de l'ordre de 20 MHz.

Il ne faut pas, toutefois, oublier que cette fréquence n'est pas tout à fait « réelle ». En effet, si la tension de sortie est de 1 V et qu'elle ne peut débiter plus de 10 mA efficaces, cela veut dire que l'impédance de la capacité parasite à la plus haute fréquence à transmettre, doit être supérieure en module, à 100 Ω. Avec 8 nF, cela correspond à une fréquence de 200 kHz (si l'on se contente d'une tension de sortie de 0,1 V seulement, on peut évidemment pousser la fréquence jusqu'à 2 MHz, sans demander à l'amplificateur un courant de sortie supérieur à ses possibilités).

On voit donc rapidement les avantages qui résultent de l'emploi de cet amplificateur de gain unité :

— on ne perturbe absolument pas la tension de la source;

— le signal obtenu n'est plus susceptible d'être perturbé par des influences extérieures;

— le signal obtenu peut être utilisé (c'est-à-dire qu'on peut lui demander de fournir une certaine intensité) sans que sa tension diminue notablement;

— le signal de sortie peut être acheminé dans un fil blindé sans que la capacité de ce dernier ait d'influence sur lui.

C'est ce qui explique le nombre considérable d'amplificateurs de gain unité, allant du simple étage « collecteur commun » (ou « emitter follower ») jusqu'à l'amplificateur opérationnel de grande performance, monté en gain unité par contre-réaction totale.

7-2. — L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL ET LA CONTRE-RÉACTION

Nous allons maintenant préciser ce point fondamental de l'amplification qu'est l'emploi de la contre-réaction.

En effet, s'il est très facile, en assemblant correctement des composants, de réaliser un amplificateur, il est presque impossible, sans emploi de cette technique de « contre-réaction », d'obtenir un gain parfaitement constant, ce qui est la caractéristique fondamentale d'un amplificateur utilisé dans la production des signaux.

Une « pseudo contre-réaction »

Pour montrer plus clairement ce dont il s'agit, nous rappellerons un souvenir personnel remontant à ... assez longtemps.

Un ami de l'auteur lui avait demandé de réaliser un amplificateur de gain 1 000 exactement, qui, placé avant un voltmètre alternatif, convertirait ce dernier en millivoltmètre.

Cela semblait tellement facile à l'auteur qu'il sous-estima, de très loin, le problème. L'amplificateur fut réalisé (avec des tubes à vide, car cela se passait il y a longtemps), puis son gain ajusté, avec un potentiomètre, pour obtenir exactement 1 000.

Peu de temps après, l'utilisateur vint se plaindre auprès du réalisateur d'un manque de précision vraiment prohibitif : vérification faite, le gain était trop bas de plus de 15 %. Cela était dû tout simplement à une variation de tension d'alimentation, de chauffage des tubes... ou à un vieillissement de ces derniers.

L'auteur, ignorant alors les techniques de contre-réaction, eut une idée qui tournait un peu la difficulté, sans être bien lumineuse pour cela. Il réalisa le montage de la figure 7-3.

Dans ce montage, A est l'amplificateur dont le gain peut être ajusté autour de 1 000 par action sur le potentiomètre de tarage P. V est le voltmètre alternatif. Le commutateur à deux circuits et trois positions K_1-K_2 permet de faire le tarage.

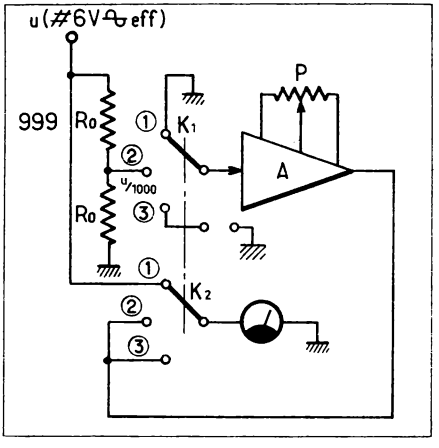


Fig. 7-3. — Système imaginé par l'auteur, qui ignorait l'emploi de la contre-réaction, pour tarer le gain d'un amplificateur de mesure, par comparaison avec l'atténuation de rapport 1 000 donnée par deux résistances : il fallait lire la même valeur, sur le voltmètre, quand K_2 passait de la position (1) à la position (2), ou inversement : le gain de A était alors rigoureusement égal à 1 000 (pour quelques secondes) après tarage.

Dans la première position (1) du commutateur, l'amplificateur n'est pas utilisé et le voltmètre V est branché directement sur une source de tension alternative *u* de l'ordre de 6 V : on lit donc directement *u* sur le voltmètre (qui allait jusqu'à 10 V efficaces pour la pleine déviation).

Dans la position (2) du commutateur, l'entrée de l'amplificateur reçoit maintenant une tension égale au millième de *u*, en raison de l'emploi du diviseur de tension R_0-999 × R_0, réalisé par deux résistances de grande précision. En même temps, le voltmètre V est branché à la sortie de l'amplificateur A. Puisque la tension *u* est divisée par 1 000 par le diviseur de tension, on retrouvera exactement *u* sur le voltmètre si le gain de l'amplificateur est égal à 1 000.

Donc, entre la position (1) et la position (2) du commutateur, on ne doit pas avoir de variation de position de l'aiguille de V : s'il y en a une, on agit en conséquence

sur le réglage de P jusqu'à ce que cette différence disparaisse. Le gain de l'amplificateur est alors réglé exactement à 1 000 (sans doute pour un temps assez court...) et l'on peut passer le commutateur sur la position (3). Maintenant, la tension à mesurer, e, est appliquée à l'entrée de A, amplifiée exactement de 1 000 fois avant d'être appliquée au voltmètre V. On admet que ce « tarage » reste valable pour quelques secondes (il est recommandé de le vérifier souvent).

Autrement dit, dans ce montage, on vérifie le gain de l'amplificateur en le comparant à l'atténuation donnée par le diviseur à résistances, car cette atténuation est, elle, parfaitement constante et rigoureusement connue, indépendante de l'âge des tubes, de la tension du secteur...

La « vraie » contre-réaction

La contre-réaction utilise un principe analogue à celui qui était employé dans le montage précédent, à ceci près que la comparaison du gain de l'ensemble et de l'atténuation d'un diviseur à résistances est faite automatiquement, sans commutation.

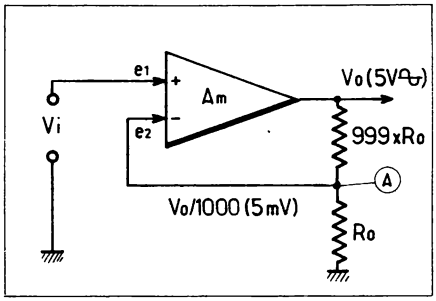


Fig. 7-4. — La contre-réaction de tension fait automatiquement, sans tarage manuel, ce que faisait le système de la figure 7-3 : l'amplificateur opérationnel, de gain presque infini, maintient toujours son entrée e_2 (entrée « − » « ou entrée « inverseuse », qui correspond à un gain négatif) au même potentiel que celui de son entrée e_1 (entrée « + », ou entrée « non-inverseuse », qui correspond à un gain positif). Comme $V_0/1\,000$ est toujours amené à la valeur V_i, V_0 est toujours $1\,000 \times V_i$.

Imaginons (fig. 7-4) que nous disposions d'un amplificateur Am, en fait un amplificateur « opérationnel » (nous reviendrons sur ce point) qui a les propriétés suivantes :

— sa tension de sortie V_0 ne dépend que de la *différence* des tensions e_1 et e_2, mais pas de la valeur de ces tensions;

— il a un gain extrêmement élevé en tension (de l'ordre du million) par rapport à la différence $e_1 - e_2$;

— sa résistance d'entrée, aussi bien sur l'entrée dite « plus » qui reçoit la tension e_1, que sur l'entrée « moins » qui reçoit la tension e_2 est très élevée;

— il amplifie toutes les fréquences utilisables jusqu'à la fréquence zéro inclusivement.

Étant donné son gain de l'ordre du million (rapport entre V_0 et e_1-e_2) il lui suffit de quelques microvolts de différence de potentiel entre e_1 et e_2 pour obtenir plusieurs volts de sortie.

Supposons maintenant que la tension de sortie soit de 5 V efficaces (le raisonnement est tout aussi valable pour une tension continue). Au point (A), nous trouvons exactement le millième de la tension V_0 : c'est la tension e_2, la tension e_1 étant tout simplement le signal d'entrée V_1.

Étant donné que la différence de potentiel entre les deux entrées e_1 et e_2, du fait de l'énorme gain de l'amplificateur, est très voisine de zéro, nous pouvons dire que les deux entrées sont pratiquement au même potentiel.

Il s'ensuit que le potentiel du point (A) est pratiquement égal à V_i, autrement dit que :

$$\frac{V_0}{1000} = V_i$$

Il importe, dès maintenant, de se faire une idée exacte des approximations commises dans ce raisonnement. Nous avons vu que, pour obtenir une tension de sortie de 5 V, il suffisait d'une différence de potentiel de 5 μV entre e_1 et e_2. La tension au point (A) est de 5 mV, soit environ *mille* fois plus que la différence entre les tensions e_1 et e_2. La tension V_i est donc, avec une excellente précision, égale aussi, à 5 mV. Autrement dit, l'amplificateur agit sur lui-même par une boucle revenant depuis le point (A) jusque sur l'entrée « — ». On peut dire, en quelque sorte, que l'amplificateur « pilote » sa tension de sortie de telle façon que le millième de cette tension devienne égal à la tension d'entrée V_i (à un écart pratiquement négligeable près). Nous énonçons donc maintenant la règle fondamentale d'emploi de ce type d'amplificateur :

UN AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL NE S'UTILISE JAMAIS SANS CONTRE-RÉACTION, UNE BOUCLE REVENANT DE LA SORTIE VERS L'ENTRÉE « MOINS » MAINTIENT LE POTENTIEL DE CETTE ENTRÉE A LA MÊME VALEUR QUE CELUI DE L'ENTRÉE « PLUS ».

On voit que l'amplificateur réalise donc une comparaison permanente de la tension d'entrée et du millième de la tension de sortie, tendant à annuler la différence :

$$V_i - \frac{V_0}{1000}$$

Le gain V_0/V_i du montage est donc égal à 1 000, inverse de l'atténuation apportée par les deux résistances. Comme cette atténuation est parfaitement connue (elle peut l'être à 10^{-5} près), indépendante du vieillissement des éléments, indépendante des tensions d'alimentation, indépendante de la température, on a réalisé un amplificateur de *mesure*, dont le gain est rigoureusement constant et connu.

Le raisonnement fait ci-dessus suppose que le gain obtenu pour tout l'ensemble (V_0/V_i) appelé « gain en boucle fermée » est très petit par rapport au gain que l'on aurait en utilisant l'amplificateur sans contre-réaction (gain appelé « gain en boucle ouverte »), ce qui d'ailleurs ne se fait jamais.

On voit facilement que, si le gain en boucle ouverte de l'amplificateur tombait, pour une raison quelconque, de 10^6 à $2 \cdot 10^5$ (réduction de 5 fois ou 14 dB), il faudrait maintenant 25 μV de tension e_1 et e_2, au lieu de 5 μV. La tension d'entrée nécessaire pour obtenir 5 V en sortie passerait alors de 5 005 μV à 5 025 μV, ce qui représente une perte de gain de 0,4 %.

L'amplificateur opérationnel

Nous voyons arriver tout naturellement l'amplificateur qui devra permettre de tels montages. C'est celui que l'on appelle amplificateur « opérationnel » puisqu'il permet des opérations. Il y a de simples opérations arithmétiques, comme la multiplication d'une tension d'entrée par une constante, ainsi qu'on l'a fait dans le montage de la figure 7-4; il y a aussi des opérations mathématiques, telles que l'intégration et la différentiation que nous verrons ultérieurement.

Les qualités fondamentales de l'amplificateur opérationnel sont donc, comme nous l'avons dit :

— un très grand gain entre la tension de sortie et la différence e_1-e_2;

— une insensibilité quasi totale à la valeur commune de e_1 et e_2 (tant que cette valeur reste comprise dans une certaine plage, au-delà de laquelle l'amplificateur ne fonctionne plus correctement);

— une résistance d'entrée très grande sur les deux entrées, se traduisant par une consommation de courant pratiquement nulle sur ces entrées;

— une bande passante s'étendant depuis le continu (compris) jusqu'à une fréquence aussi élevée que possible, limitant d'ailleurs les applications possibles de l'amplificateur;

— une « stabilité en phase », permettant d'appliquer une contre-réaction importante de la sortie vers l'entrée.

On appelle « taux de contre-réaction » le produit du gain en boucle ouverte par l'atténuation de l'atténuateur qui transmet une partie de la tension de sortie vers l'entrée « — ». Dans notre exemple, avec un atténuateur de rapport 1/1 000 et un gain en boucle ouverte de l'ordre du million, ce taux de contre-réaction est de l'ordre de 1 000. On appelle également ce taux : « gain de boucle ».

La stabilité

Les problèmes de stabilité des amplificateurs opérationnels peuvent être assez délicats. Plus le taux de contre-réaction est élevé (conduisant donc à un gain global réduit), plus le risque d'entrer en oscillation est grand. Si, au premier abord, la contre-réaction a pour but de stabiliser un amplificateur, elle devient nocive quand, la fréquence du signal augmentant, le déphasage entre l'entrée et la sortie augmente dangereusement. Si ce déphasage atteint la valeur 180°, la contre-réaction devient alors une réaction positive. Si, à la fréquence correspondante, le gain de boucle est encore supérieur à l'unité, le tout entre en oscillation.

On doit donc faire en sorte que l'amplificateur ne présente un déphasage important, entre la sortie et l'entrée, que pour des fréquences correspondant à une très grande perte de gain. L'augmentation du déphasage avec la fréquence ainsi que la réduction du gain en boucle ouverte quand la fréquence augmente sont deux phénomènes inévitables dans tout amplificateur. Par un choix judicieux des composants, on pourra faire en sorte que la fréquence pour laquelle le déphasage atteint des valeurs « dangereuses » pour la stabilité corresponde à une réduction considérable du gain en boucle ouverte. L'amplificateur sera, dans ces conditions, stable même avec un taux de contre-réaction élevé. Pour obtenir ce résultat, on doit avoir une courbe donnant le gain en boucle ouverte en fonction de la fréquence qui descende régulièrement suivant une loi dite « 6 dB par octave » pour une très grande plage de fréquence. On n'y arrive qu'en faisant en sorte que cette réduction de gain en boucle ouverte commence à partir de fréquences relativement très basses, ce qui surprend toujours le premier utilisateur d'un tel amplificateur.

Pour obtenir ce résultat, on est obligé d'introduire artificiellement une réduction de bande passante par un filtre passe-bas dans un des étages. Cela exige de placer en un point un condensateur. Dans les premiers amplificateurs opérationnels, ce condensateur était toujours situé à l'extérieur du boîtier, deux fils de connexion étant prévus pour le raccorder.

Il existe maintenant de nombreux amplificateurs opérationnels intégrés dans lesquels ce condensateur est logé à l'intérieur de l'amplificateur : ce dernier s'utilise donc sans aucun autre composant passif extérieur que ceux du réseau de contre-réaction, ramenant sur l'entrée « — » une partie de la tension de sortie.

Le schéma de la figure 7-4 correspond à une contre-réaction du type « tension/tension », c'est-à-dire que nous soustrayons de la *tension d'entrée* (V_i) une partie de la *tension de sortie* (V_0).

Contre-réaction en courant

Il existe d'autres types de contre-réaction, dont un autre très utilisé que représente la figure 7-5, et qui est une contre-réaction « *intensité/intensité* » ou *courant/courant*.

Son fonctionnement s'explique comme suit :

Nous appliquerons, comme toujours, la « règle d'or » de l'amplificateur opérationnel (cet amplificateur maintient toujours son entrée « — » au même potentiel que son entrée « + »).

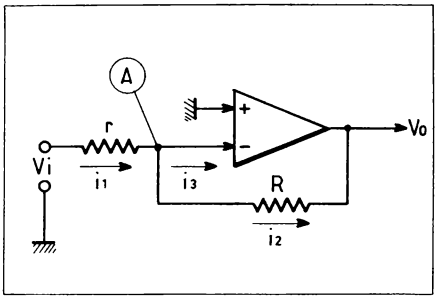


Fig. 7-5. — La contre-réaction peut se faire « en courant », en utilisant le fait que l'amplificateur maintiendra le potentiel du point (A) à zéro, et qu'il ne consommera aucun courant sur son entrée « − » ($i_3 = 0$). Le gain est alors négatif, et il peut être inférieur à l'unité en valeur absolue si $R < r$.

L'entrée « + » étant au potentiel zéro, le potentiel du point (A) sera donc maintenu par l'action de l'amplificateur, à zéro.

Nous pouvons donc calculer très facilement le courant i_1 qui passe dans la résistance r, puisque l'extrémité gauche de cette résistance est au potentiel $+V_i$ et que son extrémité droite est au potentiel zéro : ce courant est :

$$i_1 = \frac{V_i}{r}$$

Nous pouvons calculer, de même, le courant dans R : le potentiel de son extrémité gauche est zéro, celui de son extrémité droite est V_0 : le courant qui passe dans R est donc égal à :

$$i = \frac{-V_0}{R}$$

Nous avons donc les valeurs de ces deux courants. C'est la différence $i_3 = i_1 - i_2$ qui va dans l'amplificateur. Or, nous avons supposé que le courant d'entrée de cet amplificateur était négligeable. Nous pouvons donc dire que $i_1 = i_2$ ce qui entraîne :

$$\frac{V_i}{r} = \frac{-V_0}{R} \quad \text{ou} \quad V_0 = -\frac{R}{r} V_i$$

On voit que, là aussi, le gain est donné par un rapport de résistances, constant, parfaitement connu, ne dépendant pas des caractéristiques des éléments actifs, dans la limite où le rapport R/r reste petit par rapport au gain en boucle ouverte de l'amplificateur.

On voit que l'on a réalisé ici une contre-réaction en intensité, en soustrayant du courant d'entrée i_1 le courant de sortie i_2.

Ce type d'amplification est assez différent de celui que nous avions utilisé dans le schéma de la figure 7-4. D'abord, le gain est négatif, V_0 étant négatif si V_i est positif.

Ensuite, nous pouvons réaliser un gain en tension qui est, en valeur absolue, inférieur à l'unité : il suffit de prendre R d'une résistance plus petite que r.

Enfin, contrairement au cas de la figure 7-4, la résistance d'entrée de l'amplificateur, vue depuis la source V_i, est relativement faible : elle est égale à r, puisque le potentiel du point (A) reste constant.

On a souvent parlé, à propos du point (A), de « masse virtuelle », puisque son potentiel reste fixé à la valeur zéro. Nous n'aimons pas du tout cette expression, car le point (A) est parfaitement isolé de la masse, ainsi qu'on le voit par le fait que le courant qui y arrive (i_1) doit être rigoureusement égal à celui qui en repart (i_2). Nous préférons beaucoup l'expression « point nodal », indiquant que ce point est un nœud dans le montage où arrivent généralement de nombreuses connexions.

L'amplificateur opérationnel théorique et réel

D'après ce qui précède, nous commençons à voir les qualités fondamentales que l'on demande à un amplificateur opérationnel.

Les circuits intégrés que l'on utilise comme amplificateurs se rapprochent de l'amplificateur idéal, ils en diffèrent toutefois par certains points, correspondant à des imperfections inévitables d'origine technique et technologique.

Tout d'abord, nous souhaiterions que la tension de sortie puisse varier dans des limites très grandes. Mais, évidemment, l'amplificateur est alimenté par deux fils. L'un, correspondant au potentiel le plus élevé, est repéré par l'indication « V_{s+} »; l'autre, correspondant au potentiel le plus bas, est repéré par « V_{s-} ». La tension de sortie ne peut évidemment pas monter au-delà de « V_{s+} », ni descendre plus bas que « V_{s-} ».

Indiquons tout de suite un détail qui trouble souvent les débutants dans l'utilisation de ces amplificateurs : le fait que la connexion d'alimentation correspondant au potentiel le plus haut s'appelle V_{s+} (l'autre s'appelant V_{s-}) ne signifie nullement que la tension d'alimentation du premier doit être positive par rapport à la masse, celle du second étant négative. Évidemment, dans la grande majorité des cas, et même dans beaucoup de montages pratiques, V_{s+} est égale à +15 V et V_{s-} à −15 V, comptés par rapport à la masse générale du montage. Ce n'est là, en aucune façon, une règle absolue. Il est parfaitement possible d'alimenter l'amplificateur avec $V_{s+} = -3$ V et $V_{s-} = -25$ V. On sait alors que, dans un tel cas, la tension de sortie ne montera jamais au-dessus de −3 V et ne descendra jamais en dessous de −25 V (on peut même dire que, dans la majorité des cas, la tension de sortie ne montera guère au-dessus de −5 V et ne descendra que difficilement en dessous de −23 V, car il faut laisser une certaine tension minimale aux transistors de l'étage de sortie).

De même, on peut parfaitement envisager de porter V_{s-} à +6 V et V_{s+} à +30 V : la variation maximale théorique de la tension de sortie sera donc limitée entre 6 et 30 V; sa variation pratique entre +8 et +28 V (sauf pour certains types dont nous parlerons plus loin).

De même, en ce qui concerne les entrées de l'amplificateur, il ne faut pas conclure du fait que l'une s'appelle + et l'autre − que l'on doit appliquer à la première des tensions positives et à la seconde des tensions négatives. Ces deux signes arithmétiques sont uniquement là pour rappeler que, si l'on met l'entrée − à la masse et que l'on attaque l'entrée + le gain en boucle ouverte de l'amplificateur

est positif (la tension de sortie augmente quand la tension e_1, appliquée à l'entrée +, augmente). A l'opposé, si c'est l'entrée + qui est connectée à la masse et que l'on attaque l'entrée —, par la tension e_2, la tension de sortie est en opposition de phase avec la tension d'entrée : le gain est négatif.

Donc, du point de vue théorique, et en tenant compte de la limitation de la plage de variation possible de la tension de sortie, la « courbe » de réponse d'un amplificateur opérationnel doit se présenter comme l'indique la figure 7-6.

Cette « courbe » a de quoi surprendre, pour un dispositif classé dans la catégorie des systèmes linéaires. En réalité, il ne faut pas oublier la valeur énorme du gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel. En effet, il suffit d'une variation insignifiante de la tension différentielle d'entrée $e_1 - e_2$ pour passer de la saturation basse à la saturation haute.

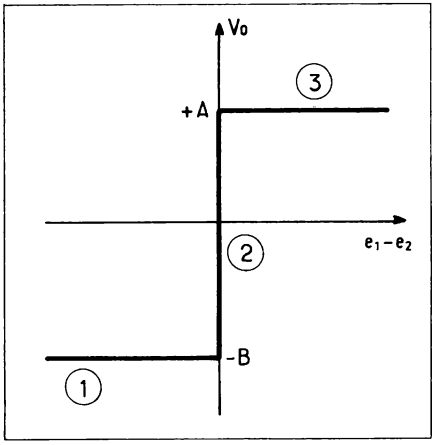


Fig. 7-6. — La seule « courbe » pratiquement utilisable pour un amplificateur opérationnel en boucle ouverte est faite de trois parties : saturation « haute » (3) si $e_1 - e_2 > 0$, saturation « basse » (1) si $e_1 - e_2 < 0$ et fonctionnement normal, sans saturation (2) donc avec $e_1 - e_2$ à considérer comme nul (en tous cas négligeable par rapport à toutes les autres tensions).

Ce que nous appelons « saturation haute », représentée par la portion (3) de la courbe, correspond au cas où $e_1 - e_2$ est positive de quelques fractions de millivolt : l'amplificateur est saturé, sa tension de sortie prend la valeur maximale +A, légèrement inférieure, en général, au potentiel de la connexion d'alimentation V_{s+}.

La « saturation basse », qui correspond à la région (1) de la courbe correspond au cas où $e_1 - e_2$ a une valeur très faible (une fraction de millivolt) négative. L'amplificateur donne alors la tension de sortie la plus basse qu'il puisse donner, —B, légèrement supérieure, en général, au potentiel de la connexion d'alimentation V_{s-}.

La portion (2) de la courbe, qui est relative au cas où l'amplificateur fonctionne normalement (sans être saturé), correspond à une valeur de $e_1 - e_2$ qui est parfaitement négligeable sur une courbe où l'on utilise la même échelle pour les tensions d'entrée et la tension de sortie.

Pour arriver à voir le fonctionnement linéaire de l'amplificateur en boucle ouverte, il faudrait tracer la courbe de la figure 7-6 avec une « dilatation d'échelle » considérable en ce qui concerne la tension d'entrée, comme c'est le cas sur la figure 7-7 où l'axe horizontal est gradué en dixième de millivolt, l'axe vertical (relatif aux tensions de sortie) étant gradué en dizaine de volts.

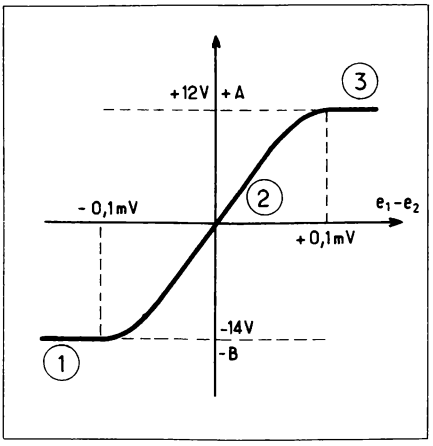


Fig. 7-7. — Si l'on « dilatait » l'échelle des tensions d'entrée, $e_1 - e_2$, dans une énorme proportion, on verrait alors apparaître une vraie courbe, plus conforme à ce que l'on attend d'un amplificateur linéaire.

On peut donc dire qu'un amplificateur opérationnel travaille toujours dans l'un des régimes suivants :

— portion (1) ou (3) de la courbe de la figure 7-6, c'est-à-dire saturation basse ou haute, si $e_1 - e_2$ est différent de 0;

— partie (2) de la courbe de la figure 7-6, c'est-à-dire $e_1 - e_2 = 0$ si l'amplificateur n'est pas en régime de saturation.

Arrivons maintenant à l'amplificateur réel. Ce que nous avons dit à propos de la figure 7-7 n'est pas tout à fait vrai. En effet, du fait de l'inégalité des deux transistors d'entrée de l'amplificateur, il est nécessaire d'appliquer, entre les entrées + et —, une très petite tension, positive ou négative, pour arriver à obtenir une tension de sortie nulle (ou, plus exactement, à peu près au milieu de la plage de variation possible de cette tension).

La tension d'offset

La courbe de la figure 7-7 devient alors une des courbes de la figure 7-8. Il s'agit, par exemple de la courbe (*a*) (courbe en tirets), on voit que, pour $e_1 - e_2$ rigoureusement nulle, l'amplificateur est en saturation haute. Pour obtenir,

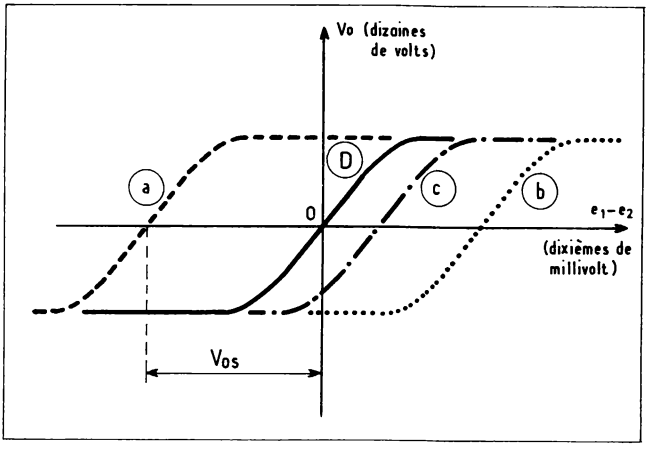


Fig. 7-8. — En réalité, la courbe réelle, avec la « dilatation des abcisses » de la figure 7-7, ne passe pas par zéro, en raison d'un décalage parasite très petit de l'étage d'entrée, produisant le phénomène parasite de l'« offset » : il faut quelques millivolts de tension d'entrée pour annuler V_0

dans le cas de la courbe (*a*), une tension de sortie nulle, il faut appliquer à l'entrée une tension très faible, représentée sur la figure par V_{03}, appelée tension offset.

Dans le cas de la courbe (*b*) (courbe en pointillé), c'est en saturation basse que l'on trouvera l'amplificateur pour une tension d'entrée $e_1 - e_2$ rigoureusement nulle. La tension d'offset à appliquer, pour obtenir une tension de sortie nulle, est alors positive.

La courbe (*c*) (courbe en traits mixtes) correspond au cas d'une tension d'offset particulièrement faible, à tel point que, avec une tension d'entrée $e_1 - e_2$ nulle, l'amplificateur n'est pas tout à fait en saturation.

Évidemment, on ne connaît pas la tension d'offset quand on prend un dispositf au hasard dans un type donné : la seule valeur que l'on connaisse est indiquée par le constructeur : c'est la limite maximale de la valeur absolue de cette tension d'offset. Ainsi, pour un amplificateur opérationnel donné, le constructeur indique :

$$|V_{03}| < 4\ mV$$

Ce qui veut dire que la tension d'offset de tous les dispositifs conformes à la notice peut se trouver entre -4 et $+4$ mV.

Donnons tout de suite un ordre de grandeur des valeurs que l'on rencontre :

— pour les amplificateurs opérationnels les plus anciens, on arrivait à des valeurs d'offset de ± 12 ou même ± 15 mV;

— avec des amplificateurs plus récents, pour lesquels on procède, pour chaque « puce » de silicium à un ajustage individuel par Laser, on arrive à réduire cet offset au millivolt, ou même moins;

— pour certains amplificateurs opérationnels particuliers, il existe des spécifications avec une tension d'offset inférieure au dixième de millivolt.

La plupart des amplificateurs opérationnels comportent, s'il n'y en a pas deux dans le même boîtier, des connexions dites « de compensation d'offset ». On relie à ces connexions des résistances ajustables, ou, le plus souvent, les deux extrémités d'un potentiomètre dont le curseur est connecté au « V_{s-} ».

En ajustant la position de ce curseur, on provoque une translation horizontale de la courbe de la figure 7-8, et l'on peut, théoriquement, obtenir la courbe (D), (en trait plein), qui est la courbe « idéale ».

Il ne faut pas oublier toutefois que, comme c'est le cas pour toute compensation, on n'a pas *supprimé* la tension d'offset, on l'a seulement *compensée*. Ainsi, cette compensation pourra ne plus être valable si l'on change la tension d'alimentation ou la température.

Ainsi, l'amplificateur opérationnel réel se présente un peu comme le montage symbolisé sur la figure 7-9.

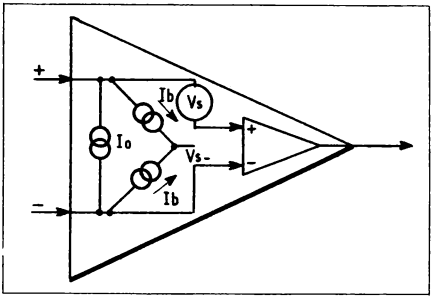


Fig. 7-9. — Compte tenu de ses différentes imperfections, un amplificateur opérationnel réel se présente comme un amplificateur idéal (le petit triangle), auquel on aurait ajouté des sources parasites. Il y a une source de tension, V_s, en série avec une entrée, c'est la tension d'offset. Il y a deux sources de courant égales, I_b, qui représentent la consommation de courant par les entrées, et une source de « déséquilibre », I_o, rendant inégales les deux intensités d'entrée (courant d'offset).

On voit sur cette figure que l'amplificateur réel (le grand triangle) se comporte comme s'il contenait un amplificateur idéal (A_0) plus des sources parasites.

Parmi ces sources, nous trouvons d'abord la tension parasite d'offset V_{os}, en série entre l'entrée + réelle et l'entrée + théorique.

Nous trouvons également trois sources de courant : il y a deux sources I_b, consommant un courant à chaque entrée réelle;

— une source I_0, source de courant positive ou négative, qui représente la différence entre les deux courants consommés à l'entrée.

Les courants parasites d'entrée

En effet, comme on commande, sur les entrées de l'amplificateur, des bases de transistors, on doit fournir à ces bases un certain courant. C'est le courant de polarisation d'entrée, désigné dans les notices en anglais par « input bias current », ce courant est évidemment gênant; ce qui l'est plus encore c'est le fait que les deux courants d'entrée ne soient pas égaux. La valeur maximale de I_b, donné par les constructeurs, s'applique à la *moyenne arithmétique* des deux courants d'entrée. Leur différence, représentée par la source de courant I_0, s'appelle le courant d'offset.

Ainsi, par exemple, nous trouvons dans une notice de constructeur les indications suivantes $I_b < 400$ nA et $|I_0| < 100$ nA;
qui signifient que la valeur moyenne des deux courants d'entrée est, au maximum, de 0,4 μA (ou 400 nA), alors que leur différence (dont on ne sait si elle est positive ou négative, c'est pourquoi on parle de sa valeur absolue), est inférieure à 100 nA (ou 0,1 μA).

Autremendit dit, dans le cas indiqué ci-dessus, un des courants de polarisation peut être de 410 nA et l'autre de 310. Dans ce cas, on dirait que le courant de polarisation moyen est de 360 nA, donc inférieur au maximum admis, le courant d'offset étant de 100 nA (juste à la limite maximale tolérée).

Donnons tout de suite une idée des ordres de grandeur des valeurs de courants de polarisation. Dans les amplificateurs opérationnels de la première génération (comme le fameux μA 709), le courant I_b était en général de 0,5 μA... pouvant atteindre toutefois le microampère.

Avec des amplificateurs plus évolués comme le SFC 2301 ou LM 301, on arrive à une valeur moyenne de courant de polarisation de l'ordre de 30 nA.

On a essayé de diminuer ce courant de plusieurs façons. Il y a la solution des transistors « super gain » à l'entrée, ce qui permet de réduire I_b à environ 1 nA, en rendant toutefois l'ensemble coûteux et relativement fragile.

La meilleure solution, très largement répandue actuellement, consiste à utiliser, à l'entrée, deux transistors à effet de champ du type à jonction (F.E.T.). Ce sont les amplificateurs opérationnels généralement désignés sous le nom de biFET, qui ont également des courants d'entrée de l'ordre du nanoampère ou moins.

On descend en dessous en constituant l'étage d'entrée par des transistors M.O.S. Le courant peut alors descendre et arriver à l'ordre du picoampère (1 pA = 10^{-12} A).

Ce sont les célèbres CA 3130, CA 3160 et CA 3140 ou 3240.

En triant des dispositifs spéciaux, prévus pour des usages tout à fait particuliers, on réduit encore dans un rapport de 10 à 20 ce courant d'entrée : le I_b se compte alors en femtoampères (1 fA = 10^{-15} A). Il s'agit là de dispositifs très coûteux et dont l'emploi est tout à fait spécial.

En résumé, nous voyons que l'amplificateur réel souffre des défauts suivants :

— déphasage de la sortie par rapport à l'entrée, ce qui oblige à utiliser des systèmes de compensation de fréquence, intégrés ou non;

— tension d'offset, qui fait que l'amplificateur ne maintient plus une tension rigoureusement nulle entre ses entrées + et —, mais une tension V_{os} de quelques millivolts ou même moins, que l'on peut d'ailleurs partiellement compenser;

— courant de polarisation prélevé sur les 2 entrées, que l'on peut considérer, avec les modèles biFET comme négligeable, et encore mieux avec les systèmes à entrée M.O.S.

On voit donc que, avec les amplificateurs actuels dans lesquels on réduit la tension d'offset à une valeur très faible et le courant d'entrée à une valeur pratiquement négligeable, on s'approche très près de l'amplificateur parfait.

Utilisation de l'amplificateur opérationnel en transformateur courant-tension

Le problème posé est le suivant : disposant d'un courant d'entrée I_i, il s'agit d'obtenir une tension de sortie, V_o, proportionnelle à I.

« Enfantin, diront certains, il n'y a qu'à envoyer ce courant dans une résistance R, comme le représente la figure 7-10! ». Cette solution n'est pas inexacte, mais son emploi est peu commode.

Le premier défaut de la méthode est que tout courant consommé à la tension de sortie V_o (par le fait d'un circuit quelconque branché entre les points P et Q) perturbe la relation entre V_o et I_i, puisque ce courant I_i ne passe plus en totalité

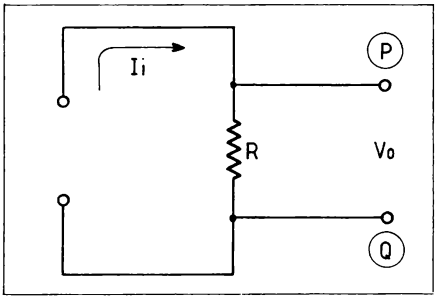


Fig. 7-10. — Un convertisseur intensité-tension peut être réalisé en envoyant l'intensité d'entrée, I, dans une résistance fixe R. La tension de sortie, V_o, est bien proportionnelle à I, à condition que l'on ne « charge » le montage, entre les points (P) et (Q) que par une résistance pratiquement infinie par rapport à R. D'autre part, R « gêne » le passage du courant d'entrée I.

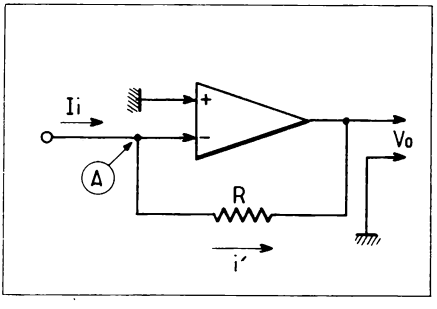


Fig. 7-11. — En utilisant un amplificateur opérationnel comme convertisseur intensité-tension, on ne gêne en rien le passage du courant d'entrée (le potentiel du point A reste nul) et la tension de sortie est fournie par une source dont la résistance interne équivalente de sortie est pratiquement nulle.

dans la résistance R. Or, si l'on désire obtenir une tension de sortie V_o, c'est pour « l'utiliser ». On sait bien qu'utiliser une tension c'est forcément lui faire débiter un certain courant.

D'autre part, la présence de la résistance R en série dans le circuit où passe le courant d'entrée I peut perturber ce dernier.

L'emploi du montage de la figure 7-11 remédie à ces deux défauts.

En appliquant la sempiternelle « règle d'or » de l'amplificateur opérationnel (un amplificateur opérationnel ramène toujours son entrée — au même potentiel que son entrée +), nous en déduisons que le potentiel du point (A) va être maintenu à zéro. D'autre part, comme le courant d'entrée de l'amplificateur opérationnel est négligeable par rapport à I_i, ce dernier passe en totalité dans la résistance R :

$$i' = I_i$$

Or, nous avons vu que le point (A) était au potentiel zéro : la sortie V_0 est donc au potentiel :

$$V_0 = - R I_i$$

Maintenant, étant donné que cette tension de sortie est fournie par un amplificateur, nous pouvons lui consommer un certain courant (dans la limite du courant maximal que peut donner cet amplificateur), sans perturber cette tension. Le courant consommé à la sortie n'est pas fourni en le prélevant sur I_i, il est donné par l'amplificateur.

D'autre part, étant donné que le point (A) est maintenu au potentiel zéro, tout se passe, du côté de l'entrée du montage, comme si les deux bornes d'entrées étaient en court-circuit. Le défaut que présentait le montage de la figure 7-10 est ici éliminé.

Nous rencontrerons très souvent cette utilisation, surtout dans le cas des intensités très faibles, qui nécessitent l'emploi d'une résistance R très grande, et, bien entendu, d'un amplificateur opérationnel ayant un courant de polarisation d'entrée particulièrement réduit (par exemple un type à entrée M.O.S.).

Il est à noter que, le point (A) étant maintenu au potentiel zéro, on peut envoyer à ce point (point « nodal ») plusieurs courants différents, qui ne réagiront pas les uns sur les autres, du fait du potentiel de (A) indépendant du courant. A ce moment, la tension de sortie sera alors proportionnelle à la somme algébrique des courants d'entrée. Nous retrouverons ce système dans l'additionneur analogique.

Utilisation de l'amplificateur opérationnel en transformateur tension-courant

Le problème qui se pose maintenant est la réciproque du précédent : nous partons d'une tension d'entrée V_i, et nous cherchons à obtenir un courant de sortie I_0, proportionnel à V_i.

La solution « évidente » de la figure 7-12 est naturellement utilisable. Nous employons une résistance R, qui définit le courant I_0 passant dans cette résistance sous l'influence de la tension V_i.

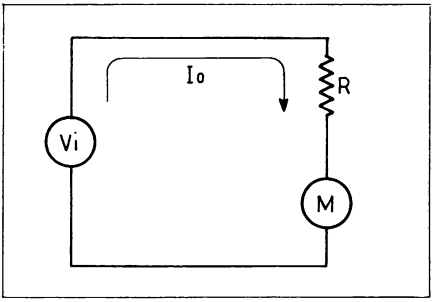


Fig. 7-12. — Une simple résistance, R, peut servir de convertisseur tension-intensité, mais l'organe utilisant l'intensité, M, perturbe automatiquement le coefficient de conversion.

Mais, dans ce montage, nous devons « utiliser » le courant I_0, c'est-à-dire le faire passer dans le montage d'utilisation M, placé en série avec R. Dans la mesure où la résistance interne de M n'est pas négligeable par rapport à R, il y a là une perturbation.

A la rigueur, dans le cas où la résistance interne de M est parfaitement connue, on peut en tenir compte, en réduisant d'autant la valeur de R. C'est ce que l'on fait, par exemple, dans tous les polymètres utilisant un galvanomètre à cadre mobile pour obtenir plusieurs sensibilités en voltmètre. Ce qui précède est parfaitement valable pour les tensions *continues*.

Mais, si l'on désire mesurer des tensions alternatives, il faut munir le galvanomètre d'un pont de diodes. Le courant dans la diagonale du pont (dans le galvanomètre) peut être considéré comme rigoureusement égal à la valeur absolue du courant appliqué au pont : cela dépend de la qualité des diodes en ce qui concerne leur fuite inverse, actuellement tout à fait négligeable.

En revanche, le montage d'utilisation M constitué par un galvanomètre plus un pont de diodes n'a pas de résistance définie, puisque, du fait de la présence des diodes n'a pas de résistance définie, puisque, du fait de la présence des diodes, la tension à ses bornes n'est pas proportionnelle au courant qui le parcourt. C'est ce qui explique la non-linéarité de l'échelle dans les contrôleurs classiques pour les tensions alternatives.

En utilisant un amplificateur opérationnel comme le montre la figure 7-13, nous résolvons le problème d'une façon parfaite. Nous abrégerons les raisonnements, les lecteurs étant habitués à la « règle d'or » de l'amplificateur opérationnel. Le point (A) étant maintenu au potentiel zéro, le courant dans la résistance R est égal à :

En considérant comme négligeable le courant d'entrée de l'amplificateur, c'est I_0 qui circule dans le montage M.

Maintenant, la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel s'adaptera automatiquement en fonction de la résistance interne réelle ou apparente du montage M, pour amener le courant dans M à la valeur I_0.

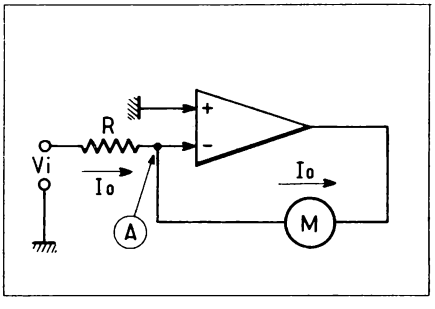


Fig. 7-13. — Convertisseur tension-intensité utilisant un amplificateur opérationnel : la chute de tension aux bornes de (M) ne joue aucun rôle tant qu'elle reste inférieure à la tension maximale de sortie.

Évidemment, cela ne reste vrai que dans la mesure où :

— le courant I_0 peut être fourni ou consommé par l'amplificateur;

— la tension de sortie de l'amplificateur (qui est la tension aux bornes de M) ne dépasse pas la plage maximale de variation permise pour cette tension.

En utilisant le montage de la figure 7-13, et en plaçant à l'endroit représenté par M un galvanomètre à cadre mobile situé dans la diagonale d'un pont de diodes, on obtient alors un voltmètre alternatif, mesurant V_i par l'intermédiaire du courant I_0 qui lui est proportionnel, et ayant une échelle de déviation parfaitement linéaire comme pour les tensions continues.

Si nous avons insisté sur ces convertisseurs tension-courant et courant-tension, c'est parce que leur bonne compréhension est la clef de tous les usages possibles des amplificateurs opérationnels.

Par exemple, on peut dire que le montage à contre-réaction de courant, amplificateur à gain négatif, représenté sur la figure 7-5 utilise une combinaison de ces deux convertisseurs : un convertisseur tension-courant à l'entrée par la résistance *r*, un convertisseur courant-tension à la sortie par la résistance R.

Amplification de tension au moyen des amplificateurs opérationnels

Nous pouvons maintenant faire le point de l'emploi de ces dispositifs intégrés comme amplificateurs de tension.

En fait, cela se ramènera toujours à l'un des deux schémas possibles d'utilisation :

1° le montage de la figure 7-4, avec une contre-réaction tension/tension, donnant un gain positif, supérieur ou égal à l'unité, avec une grande résistance d'entrée.

2° le montage de la figure 7-5, avec contre-réaction intensité/intensité, donnant un gain négatif, dont la valeur absolue peut être inférieure, égale ou supérieure à l'unité, et qui correspond à une résistance d'entrée égale à *r*.

Étudions maintenant les possibilités et les limitations de tels amplificateurs.

Bien entendu, la première limitation vient de l'excursion possible de la tension de sortie. Comme nous l'avons dit, cette dernière reste obligatoirement à l'intérieur de la plage définie par les deux tensions d'alimentation de l'amplificateur, avec, en général, une certaine « marge » (1 à 2 V) par rapport à ces tensions.

La masse

On pose quelquefois la question : « Où branche-t-on *la masse* dans l'amplificateur opérationnel? »

...La réponse à cette question est très simple :

ON NE BRANCHE PAS LA MASSE DANS UN AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

On se contente de l'alimenter entre une tension V_{s+} (on rencontrera souvent la notation V_+) et une tension V_{s-} (souvent notée simplement V_-). Comme nous l'avons vu plutôt, ces notations signifient simplement que l'alimentation V_+ est à un potentiel supérieur à celui de l'alimentation V_-, ces deux potentiels étant comptés, par exemple, par rapport à une référence qui est généralement « la masse ».

Quand on utilise cette masse dans un montage (comme c'est le cas dans les figures 7-4 et 7-5), cela veut dire qu'une tension d'entrée nulle, correspondant souvent à une tension de sortie nulle, est compatible avec les possibilités de l'amplificateur. Cela signifie généralement que V_+ est porté à un potentiel positif par rapport à la masse et V_- ou V_{s-} à un potentiel négatif par rapport à cette dernière.

Nous avons dit que, assez souvent, V_+ était porté à $+15$ V et V_- à -15. C'est là un cas fréquent, mais cela n'a rien d'automatique. Il y a de nombreux amplificateurs opérationnels qui peuvent fonctionner avec des tensions beaucoup plus réduites, par exemple une différence de potentiel de 5 ou même 4 V entre V_+ et V_-.

D'autre part, il arrive souvent que l'on alimente l'amplificateur en reliant le V_- (ou V_{s-}) à la masse, et le V_+ (ou V_{s+}) à un point à potentiel positif par rapport à la masse.

Dans ce cas, il faut tenir compte des possibilités de variation de la tension de sortie, ainsi que des plages possibles pour les tensions d'entrée.

Ainsi, si l'on procède de cette façon (V_- à la masse et V_+ à +20 V par exemple) avec un amplificateur opérationnel classique (du genre 741), la tension de sortie sera limitée de +2 à +18 V environ.

Mais il ne faudra oublier que, dans le cas de ce même exemple, les tensions d'entrée, elles aussi, ont une plage de variation limitée.

La plage de mode commun

Nous avons dit plus haut que, seule, la différence des tensions d'entrée e_1 et e_2 agissait sur la tension de sortie (cette différence étant toujours considérée comme pratiquement nulle, à la tension d'offset près).

Cela ne reste exact que tant que e_1 et e_2 ne sortent pas d'une plage, appelée limite du mode commun, par exemple, dans notre cas, entre +2,5 et +16,5 V.

On pourrait penser que cette limitation rend inutilisables les amplificateurs (tout au moins en connectant leur alimentation V_- à la masse). En réalité, il s'agit simplement d'une limitation d'emploi et non d'une interdiction. Dans le cas d'un montage analogue à celui de la figure 7-4 (mais avec un gain bien inférieur à 1 000) on pourra l'utiliser cependant avec le V_- à la masse (avec un amplificateur opérationnel du type usuel, à condition de se limiter à des valeurs de V_i supérieures à la limite inférieure de la plage de mode commun toléré. Autrement dit, dans notre exemple, il faudra que V_i soit supérieur à 2,5 V.

En revanche, un montage comme celui de la figure 7-5 n'est pas utilisable, avec les amplificateurs opérationnels courants, si l'on a relié l'alimentation V_- à la masse : ce montage exige l'emploi d'une tension V_+ positive et d'une tension V_- négative par rapport au point de référence (masse).

C'est pourquoi l'auteur avoue avoir un petit faible pour les amplificateurs opérationnels dont l'entrée est réalisée par des transistors MOS. C'est le cas en particulier des types CA 3140 et 3240. Dans ces amplificateurs, la tension de mode commun admissible à l'entrée peut descendre jusqu'au potentiel de l'alimentation V_-, et même quelques dixièmes de volts au-dessous de cette valeur.

Autrement dit, en utilisant un de ces amplificateurs, il est possible de l'alimenter avec son V_- à la masse et son V_+ à +20 V par exemple, en utilisant des tensions e_1 et e_2 voisines l'une et l'autre de zéro. Ainsi, avec de tels amplificateurs, les montages de la figure 7-4 et de la figure 7-5 sont utilisables l'un comme l'autre avec une alimentation unique de l'amplificateur (le V_- à la masse et le V_+ positif). La seule restriction est que, évidemment, la tension de sortie doit rester positive, et même dans la plage de variation possible.

Avec le type 3140, dont l'étage de sortie est réalisé comme celui des amplificateurs opérationnels classiques, en l'alimentant entre 0 et +20 V, on devra limiter l'excursion de la tension de sortie de +2 à +18 V.

Le modèle CA 3130, dont l'étage de sortie est aussi équipé de transistors MOS, permet, en plus, une performance fort intéressante : sa tension de sortie peut varier depuis le potentiel de l'alimentation V_- *inclus* jusqu'au potentiel de V_+ *inclus*. Ainsi, un montage équipé d'un CA 3130, alimenté entre la masse (connectée au V_- et une tension positive appliquée sur le V_+, peut être utilisé dans un montage du type de celui de la figure 7-4 (avec des tensions d'entrée positives seule-

ment). Il peut être utilisé aussi dans un montage du type de la figure 7-5 (mais avec une tension d'entrée V_i négative, pour que V_0 soit positive).

Étant donné que les amplificateurs opérationnels un peu plus classiques sont souvent équipés de transistors bipolaires en sortie, il est généralement recommandé de les utiliser avec une alimentation à potentiel positif sur le V_+, et une autre, à potentiel négatif par rapport à la masse, sur le V_-.

Ce n'est d'ailleurs pas là une sujétion bien gênante : les alimentations stabilisées doubles sont faciles à réaliser.

Limitations en fréquence

Nous touchons là le point le plus faible des amplificateurs réalisés au moyen des circuits intégrés classiques. En effet, comme nous l'avons vu plus haut, il est nécessaire, pour assurer la stabilité de la boucle de contre-réaction, d'avoir une courbe de réponse (valeur du gain en boucle ouverte en fonction de la fréquence), qui descende régulièrement depuis une fréquence relativement basse.

Par exemple, nous reproduirons sur la figure 7-14 la courbe typique de gain en boucle ouverte des amplificateurs opérationnels du type « μA 741 ». On voit que le gain en boucle ouverte qui atteint 100 dB pour les fréquences très basses (soit environ un rapport de 300 000), commence à descendre dès la fréquence de 5 Hz environ.

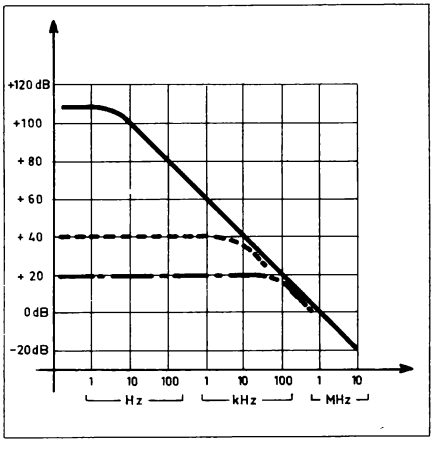


Fig. 7-14. — La courbe de réponse en fréquence en boucle ouverte (trait plein) d'un amplificateur opérationnel commence, assez curieusement, par descendre au rythme de 6 dB par octave (ou 20 dB par décade) depuis une fréquence très basse. Le montage réalisé avec l'amplificateur ayant un certain taux de contre-réaction pour réduire son gain en boucle fermée à 100, soit 40 dB (traits interrompus), ou, plus encore, à 10 (20 dB) comme le montre la courbe en trait mixte, permet d'obtenir cependant une bande passante bien plus large.

Cette courbe est représentée, comme on le fait généralement : en abscisse, les fréquences sous une forme logarithmique : il y a la même distance entre 10 Hz et 100 Hz qu'entre 1 MHz et 10 MHz.

De même, le gain en boucle ouverte est représenté en ordonnée par une grandeur logarithmique aussi, puisqu'il s'agit de décibels.

Passé la fréquence de 10 Hz, la courbe en boucle ouverte descend régulièrement de 20 dB chaque fois que la fréquence est multipliée par 10. On dit qu'il s'agit d'une descente à —20 dB/décade ou —6 dB/ octave (un « octave », en langage de musicien, veut dire : doubler la fréquence).

On pourrait conclure de l'examen de la courbe de la figure 7-14 qu'un tel amplificateur n'est utilisable correctement que pour des fréquences extrêmement basses (10 Hz ou moins).

Ce serait ignorer le rôle fondamental de la contre-réaction. En effet, une des deux « règles d'or » de l'amplificateur opérationnel est qu'on n'utilise jamais ce composant en boucle ouverte.

Nous utiliserons donc un certain taux de contre-réaction, qui ramènera le gain global du système à une valeur plus faible. C'est ainsi que, sur la courbe en tirets, nous avons représenté ce que l'on obtient comme réponse en gain en fonction de la fréquence pour le gain en boucle fermée correspondant à 40 dB. Tant que le gain en boucle ouverte est supérieur à cette valeur, le gain en boucle fermée reste pratiquement défini par les résistances du réseau de contre-réaction : il garde sa valeur de 40 dB (soit un rapport de 100). Il ne commencera à descendre sérieusement que pour une fréquence comprise entre 5 et 10 kHz, à partir du moment où le gain en boucle ouverte n'est plus suffisamment supérieur à 40 dB.

Le résultat n'est pas « éblouissant », on a cependant une bande passante de 10 kHz, suffisante dans de nombreuses applications.

Si, comme le montre la courbe en traits mixtes, on a réalisé un amplificateur dont le gain n'est que 20 dB, on peut compter que sa bande passante dépasse assez largement 40 ou même 60 kHz.

Un amplificateur de gain unité (0 dB) ira « frôler » le mégahertz en bande passante.

La courbe de la figure 7-14 correspond à un amplificateur « à compensation intégrée », c'est-à-dire un amplificateur opérationnel qui s'utilise sans avoir à y ajouter de condensateurs extérieurs pour la compensation en phase et en fréquence.

Ceux qui débutent dans l'emploi des amplificateurs ont toujours tendance à croire que ce type est très supérieur aux amplificateurs nécessitant un élément de correction extérieur (un simple condensateur dans le cas des amplificateurs modernes).

Cette conclusion est infiniment trop rapide : évidemment, il est plus commode d'utiliser l'amplificateur sans rien lui ajouter à l'extérieur et de savoir qu'il supportera n'importe quel taux de contre-réaction sans entrer en oscillation.

Mais, ici comme ailleurs s'applique, tout au moins en partie, le fameux adage « apte à tout, bon à rien ». Autrement dit, en réalisant une correction « universelle », c'est-à-dire qui admet n'importe quel taux de contre-réaction, on a, par là même, limité assez sévèrement les possibilités de l'amplificateur, en particulier en ce qui concerne la « vitesse de montée » (ou « slew rate »), dont nous parlerons plus loin.

Si l'on emploie un amplificateur qui doit être corrigé par un condensateur extérieur, comme le SFC 2301 ou LM 301, le constructeur nous indique que le condensateur de compensation doit être de l'ordre de 3 pF si le taux de contre-réaction est très petit (gain élevé en boucle fermée), et qu'il doit monter éventuellement jusqu'à 30 pF pour les taux de contre-réaction élevés.

Donc, en se contentant d'ajouter à l'extérieur de l'amplificateur un minuscule condensateur, qui n'est ni encombrant, ni cher, ni difficile à placer, nous adaptons l'amplificateur au mieux pour son utilisation. C'est ainsi que, si l'on veut réaliser un gain de 40 dB, on peut le faire avec un condensateur de compensation qui vaut seulement 8 pF : la bande passante s'en trouve fortement augmentée.

On peut dire, en quelque sorte, comme un ingénieur assez facétieux que nous connaissons, que la compensation universelle est un petit peu la « brosse à dents — brosse à chaussure » : autrement dit, quand on veut s'adapter à tout, on n'est pratiquement adapté à rien.

Le « slew rate »

Une autre limitation en fréquence, dont nous n'avons pas encore parlé jusqu'à présent, vient de la vitesse maximale de variation de la tension de sortie, généralement désignée sous le nom de « slew rate », ou pente maximale du signal de sortie.

Précisons ce dont il s'agit. Quand la tension d'entrée change brusquement (figure 7-15 a), la tension de sortie ne réagit pas immédiatement et, surtout, elle a une vitesse de variation limitée (figure 7-15 b).

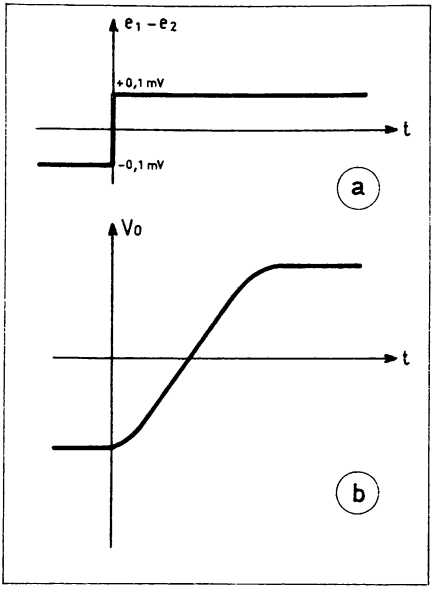


Fig. 7-15. — Si l'on applique à l'entrée d'un amplificateur opérationnel une variation brusque de tension (a), la tension de sortie réagit avec un certain retard et surtout sa variation (b) se fait avec une vitesse limitée, qui est la limitation connue sous le nom de « slew rate ».

Le long de la partie rectiligne de la courbe (*b*), la vitesse de la tension de sortie est pratiquement constante. En effet, il s'agit de la charge de la capacité parasite que l'on trouve en sortie, cette charge se faisant pratiquement à courant constant (c'est précisément le courant maximal que l'amplificateur peut fournir en sortie).

Dans l'amplificateur du type μA 741, dont nous avons parlé plus haut, cette vitesse est de l'ordre de :

$$0{,}8\ \text{V}/\mu\text{s}$$

Quelle est la conséquence de ce fait? Tout simplement une limitation de l'amplitude maximale que l'on peut obtenir en sortie, même quand la fréquence est inférieure à celle qui est considérée comme maximale pour la bande passante.

Prenons l'exemple de 20 dB (en boucle fermée), dont la réponse en fréquence est celle de la courbe en tirets de la figure 7-14.

On déduit de cette courbe que la bande passante s'étend bien au-delà de la fréquence 30 kHz. Cependant, admettons que nous produisions une fréquence à 30 kHz et que nous essayions d'obtenir une amplitude de sortie crête à crête de 24 V (entre −12 et +12 V).

Il est facile de calculer que, dans ces conditions, la variation de la tension de sortie, au moment où cette dernière passe par zéro en croissant, se fait avec une pente de 2,26 V/μs.

Nous sommes donc bien au-delà des possibilités maximales de l'amplificateur.

Signalons, en passant, que la pente maximale de la tangente à la courbe sinusoïdale correspondant à une fréquence F, allant d'une amplitude $-A$ à une amplitude $+A$ est égale à :

$$\left(\frac{d V_0}{d t}\right) \text{Max.} = 2 \pi AF$$

Que se passera-t-il donc si nous essayons d'obtenir 24 V crête à crête en 30 kHz? Tout simplement que, pendant une partie de la montée de la tension de sortie, l'amplificateur ne « suivra » pas la variation de tension. Cela se traduira par un aspect en forme d'onde un peu triangulaire, autrement dit par une très forte distorsion du signal, accompagnée généralement d'une réduction de l'amplitude de sortie.

Si nous voulons nous limiter à la valeur autorisée (0,8 V/μs), il faudra réduire :

— soit la fréquence maximale à environ 10,6 kHz, en conservant l'amplitude de -12 à $+12$ V;

— soit l'amplitude à environ 8,5 V (entre $-4{,}25$ et $+4{,}25$ V) en maintenant la fréquence à 30 kHz.

C'est ce type de limitation qu'indiquent certaines courbes des amplificateurs opérationnels, donnant l'amplitude maximale de sortie pour une fréquence donnée.

C'est en utilisant un amplificateur à correction externe, dans lequel on ajuste la capacité de compensation à la valeur juste nécessaire en fonction du taux de contre-réaction, que l'on augmente notablement ce « slew rate », ce qui permet de gagner beaucoup en valeur maximale du produit :

(gain en boucle fermée) × (bande passante)

pour une amplitude donnée.

On peut, si on le désire, augmenter beaucoup les performances en fréquence des amplificateurs opérationnels en choisissant un circuit prévu pour les larges bandes. En général, un tel élargissement de la bande est obtenu au détriment de certaines performances (comme le gain en boucle ouverte); d'autre part, de tels amplificateurs à large bande nécessitent souvent des compensations en phase-fréquence relativement compliquées.

On verra, dans certains ouvrages, un emploi de compensations spéciales, appliquées sur l'entrée, qui permettent un élargissement de la bande passante avec des circuits intégrés traditionnels. Nous en déconseillons l'emploi à ceux qui commencent dans l'utilisation de tels circuits.

Un dernier point à signaler au passif des amplificateurs opérationnels intégrés est leur tendance à produire un certain bruit de fond, généralement supérieur, sauf pour certains circuits spéciaux, à celui que l'on obtiendrait avec des transistors séparés. Signalons que certains amplificateurs opérationnels ajoutent au bruit classique un bruit bizarre, fait de petits crépitements séparés, auxquels on donne souvent le nom de « popcorn », puisqu'il imite un peu le tressautement des grains de maïs que l'on grille dans une poêle.

7-3. — AMPLIFICATION NON SÉLECTIVE UTILISANT DES COMPOSANTS DISCRETS

Il peut sembler paradoxal de commencer l'étude des amplificateurs par celle des montages réalisés au moyen d'amplificateurs opérationnels intégrés. En réalité, malgré ce que semblerait indiquer la logique, nous pensons qu'il est plus simple de

commencer ainsi. En effet, nous nous sommes familiarisés avec la contre-réaction sous toutes ses formes, sans nous soucier de la structure interne de l'amplificateur.

Maintenant, nous pouvons aborder, en ayant déjà résolu une difficulté, l'étude des systèmes utilisant les composants discrets (nous n'entendons pas par là que ces composants respectent mieux que d'autres le secret professionnel, mais tout simplement qu'il s'agit de l'emploi de transistors, condensateurs et résistances non intégrés...).

Dans les différents amplificateurs que nous verrons ici, il y a essentiellement 2 catégories :

— les amplificateurs de tensions *alternatives*, dans lesquels la gamme de fréquences à transmettre est limitée à une valeur minimale connue;

— les amplificateurs dits « *continus* », dans lesquels nous désirons amplifier les tensions à fréquence aussi basse qu'il sera nécessaire, cette fréquence pouvant atteindre zéro (cette seconde catégorie était celle des amplificateurs opérationnels).

AMPLIFICATEURS A COUPLAGES ALTERNATIFS

Cette catégorie d'amplificateurs a été étudiée dans tous les ouvrages traitant des transistors. Aussi nous nous bornerons simplement à donner quelques indications générales sur le choix des composants et sur quelques structures de réalisation.

D'abord, dans de tels amplificateurs, il est extrêmement important de réaliser l'étage d'entrée en fonction de la source qui fournit le signal à amplifier, en particulier en tenant compte de sa tension et de sa résistance interne.

Étage amplificateur

L'étage classique dit « à quatre résistances », tel que le représente la figure 7-16, est très employé dans de nombreux montages. Nous rappelons sommairement le rôle des éléments, pour que l'on puisse en déterminer la valeur facilement.

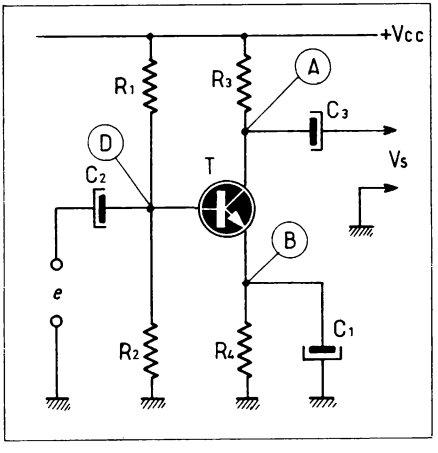


Fig. 7-16. — Montage classique, dit « à quatre résistances » d'un étage amplificateur B.F. à transistor, prévu pour la compensation de l'effet de température et de la dispersion des caractéristiques d'un dispositif à l'autre (dispositifs portant le même nom).

D'abord nous tenons à stabiliser le point moyen de fonctionnement, en général de telle façon que la variation de potentiel collecteur du transistor T puisse être aussi grande que possible, dans un sens comme dans l'autre. Autrement dit, on cherche à obtenir une amplitude de sortie maximale sans distorsion pour un signal sinusoïdal.

L'utilisation d'un simple transistor avec émetteur à la masse et un choix de courant de polarisation base, par une résistance donnée entre $+V_{CC}$ et base est un système très approximatif : en fonction des dispersions de gain statique des transistors, ainsi que de la variation du gain par rapport à la température, on peut avoir des dispersions énormes du potentiel de repos du collecteur.

Donc, nous ne choisissons pas de stabiliser le courant *base* du transistor, mais son courant *collecteur*.

Puisque nous pouvons admettre que le courant collecteur d'un transistor est pratiquement égal à son courant émetteur (si le transistor n'est pas fortement saturé), nous stabiliserons la valeur moyenne du courant collecteur (donc du potentiel de repos du collecteur) en stabilisant la valeur moyenne du courant émetteur.

Pour arriver à ce but, nous stabiliserons la valeur moyenne de la tension émetteur-masse (c'est-à-dire le potentiel moyen du point B). Étant donné la présence de la résistance R_4 entre le point (B) et la masse, la stabilisation du potentiel du point (B) entraînera celle du courant moyen émetteur du transistor, ce courant moyen valant alors :

$$\overline{I_E} = \frac{\overline{V_B}}{R_4}$$

Étant donné que le courant émetteur du transistor variera pendant le signal, comme nous ne voulons envoyer dans R_4 que sa composante continue, nous devrons découpler le point (B) vers la masse par un condensateur C_1.

Pour porter le point (B) à un potentiel choisi à l'avance, nous porterons la base (point D) à un potentiel supérieur d'environ 0,6 V au potentiel choisi pour le point (B) (dans un transistor qui conduit normalement, la tension V_{BE} est très voisine de 0,6 V).

Pour obtenir le potentiel adéquat au point (D), nous utilisons le diviseur de tension à résistances R_1-R_2.

Le courant qui passe dans ces deux résistances doit être assez nettement supérieur au courant base du transistor, si l'on veut que cette stabilisation soit efficace.

Il ne doit cependant pas être trop grand, car cela signifierait que ces résistances sont faibles : une partie trop importante du courant alternatif fourni par la source *e* s'écoulerait donc dans ces deux résistances, au lieu d'aller dans la base du transistor.

Nous choisirons le potentiel du point (B) égal à une fraction de V_{CC} (entre le dixième et éventuellement le tiers de V_{CC}). Plus le pourcentage de tension aux bornes de R_4 est grand, meilleure est la stabilisation. Mais, en augmentant ce potentiel, on réduit évidemment l'excursion maximale de tension disponible au point (A).

Application numérique

Un exemple numérique fixera mieux les idées que des considérations théoriques.

Supposons que nous choisissions un transistor que nous ferons fonctionner autour d'un courant moyen collecteur de 0,5 mA, courant pour lequel son gain en courant dynamique (que nous supposerons pratiquement égal au gain statique) est égal à 120.

Puisque nous disposons, par exemple, d'une alimentation de 12 V et que nous n'avons pas besoin de plus de 1 V efficace en sortie, le potentiel collecteur n'a pas

besoin de varier de plus de $\pm 1{,}4$ V (2,8 V cr/cr). Nous pouvons donc choisir le potentiel du point (B) assez élevé : nous choisirons 4 V.

Le courant émetteur moyen étant de 0,5 mA, il faut donc une résistance R_4 de 8 kΩ.

L'excursion maximale de potentiel du collecteur ira du $+V_{CC}$ (12 V) au potentiel du point (B) (4 V) : il y a donc 8 V d'excursion possible pour le potentiel de (A). Logiquement, on devrait choisir une résistance R_3 telle que le potentiel de repos du collecteur soit au milieu de cette plage de variation possible, ce qui conduirait à prendre $R_3 = 8$ kΩ et donnerait au point (A) un potentiel de repos égal à 8 V.

Néanmoins, pour des raisons que nous expliquerons plus loin, il est préférable de prendre R_3 un peu plus grande, par exemple 10 kΩ, ce qui nous donne un potentiel de repos pour le point (A) égal à : $12 - 5 = 7$ V.

Il nous reste donc 3 V d'excursion maximale vers le bas (limitée par le potentiel du point B), alors qu'il y a 5 V d'excursion maximale vers le haut (limitée par le V_{CC}).

Avec un courant collecteur de 0,5 mA et un gain statique de 120, le courant base du transistor sera donc de 4,17 μA.

Nous souhaitons porter le point (D) à un potentiel positif égal à 4,6 V (0,6 V au-dessus du potentiel imposé pour B). Dans la mesure où le courant qui traversera R_1 et R_2 est considéré comme infini par rapport au courant base, nous pourrons dire que, le courant dans R_1 étant égal au courant dans R_2, les valeurs de R_2 et R_1 sont respectivement proportionnelles aux tensions que l'on trouve à leurs bornes, c'est-à-dire 4,6 pour R_2 et $(12 - 4{,}6) = 7{,}4$ pour R_1.

Si nous choisissons un courant dans ces deux résistances un peu supérieur à dix fois le courant base, soit, par exemple, 50 μA, cela nous conduira à prendre les valeurs suivantes :

$$R_1 = 150 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 92 \text{ k}\Omega$$

La « pente » du transistor

Utilisons maintenant une approximation très commode, quoique insuffisamment connue : dans un transistor ayant un courant moyen I_C, la « pente » du transistor est pratiquement égale au produit du courant moyen I_C par 35.

Notre courant moyen étant de $5 \cdot 10^{-4}$, la pente correspondante sera donc égale à :

$$s = y_{21E} = 17{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ S} = 17{,}5 \text{ mS}$$

Une autre approximation nous permet de connaître maintenant la résistance d'entrée de l'étage : dans un étage à émetteur commun, la résistance d'entrée est approximativement égale au quotient du gain dynamique en courant par la pente *s*. En divisant 120 (gain en courant) par la pente trouvée plus haut, nous obtenons une résistance d'entrée de : 6,86 kΩ.

Examinons maintenant quelle est la proportion du courant d'entrée « perdu » dans les résistances R_1 et R_2. La valeur obtenue en mettant R_1 et R_2 en parallèle est environ 57 kΩ; puisque la résistance d'entrée du transistor est de 6,86 kΩ, nous pouvons en déduire que 10,7 % du courant alternatif fourni par la source *e* est perdu dans R_1 et R_2, 89,3 % de ce courant étant « utilisé » pour la base de T. Cette proportion est relativement acceptable. On pourrait évidemment l'améliorer en augmentant R_1 et R_2, mais on diminuerait la stabilité de l'ensemble sans gagner beaucoup en gain.

Nous pouvons maintenant connaître la résistance globale d'entrée de l'ensemble, correspondant à la mise en parallèle de R_1, R_2 et de la 6,86 kΩ d'entrée de T : nous obtenons environ 6,12 kΩ.

On voit qu'il s'agit là d'une valeur relativement plus élevée que celle à laquelle on s'attend généralement (inférieure au kilohm). Cela tient au fait que, pour élever cette résistance d'entrée, nous avons intentionnellement pris un transistor fonctionnant avec un faible courant collecteur moyen et ayant un gain élevé.

Il aurait été possible d'obtenir encore beaucoup plus : avec un transistor fonctionnant à 0,2 mA de courant moyen et ayant un gain de 200, la résistance d'entrée dépasse 28 kΩ.

Si l'on désirait augmenter encore la résistance d'entrée, il faudrait alors recourir à d'autres montages (contre-réaction d'émetteur plus importante ou étage collecteur commun à l'entrée). Le mieux serait, pour augmenter très fortement l'impédance d'entrée, de constituer l'étage d'entrée par un transistor à effet de champ.

Valeurs des capacités

Revenons à notre étage de la figure 7-16 avec les valeurs que nous avons trouvées. Il reste à déterminer les capacités des condensateurs. Nous voudrions que ces condensateurs n'introduisent, chacun, qu'environ 1 dB d'atténuation pour la fréquence de 15 Hz.

Un calcul assez classique montre que, dans un filtre R-C, l'atténuation de 1 dB est obtenue quand l'impédance du condensateur est 1,96 fois plus faible (en module) que la résistance.

Dans le pire cas, c'est-à-dire celui où la source qui attaque *e* n'a aucune résistance interne, nous devons donc avoir une impédance de C_2 qui soit, en module, 1,96 fois plus petite que la résistance d'entrée (6,12 kΩ) soit environ 3,12 kΩ à 15 Hz. Cela correspond à un condensateur de capacité supérieure à 3,4 μF : nous prendrons un 4,7 μF.

En ce qui concerne C_3, comme la résistance interne de sortie de l'étage est pratiquement égale à R_3 (10 kΩ), dans le pire cas (si l'on fait débiter la tension V_s en court-circuit), il faut que l'impédance de C_3, à la fréquence 15 Hz, soit, en module, 1,96 fois plus petite que 10 kΩ, ce qui donne 5,1 kΩ, soit l'impédance, à 15 Hz, d'environ 2 μF : nous prendrons un 2,2 μF.

Le condensateur C_1 est le plus difficile à déterminer : il doit être d'impédance suffisamment faible par rapport à ce que l'on obtient en mettant en parallèle R_4 et l'inverse de la pente du transistor. Cette pente est, on l'a vu, de 17,5 mS, dont l'inverse donne environ 57 Ω. Il n'y a donc pas lieu de tenir compte de R_4 (8 kΩ) en parallèle sur cette « résistance ».

L'impédance du condensateur C_1 à 15 Hz devra donc être inférieure à :

$$\frac{57}{1{,}96} = 29{,}1\ \Omega$$

On trouve qu'il faut pour cela que la capacité de C_1 soit supérieure à 364 μF : nous prendrons un 390 ou 470 μF.

Gain

Nous pouvons encore préciser un dernier point sur notre étage : puisque la pente du transistor est de 17,5 mS, nous devrons multiplier par cette pente la tension alternative *e* pour obtenir la composante alternative du courant collecteur.

En multipliant cette composante par la valeur de la résistance R_3 (10 000 Ω) nous obtiendrons donc la composante alternative de tension au point (A), donc la tension alternative V_S. Cette dernière est, par rapport à e, (5 × 10 000) fois plus grande, soit ici un gain en tension :

$$\frac{V_S}{e} = 175$$

Stabilité

Il nous reste à définir la stabilité du montage en fonction de la température et des variations éventuelles de gain d'un transistor à l'autre, pour le même type.

Le premier effet d'une variation de température est une modification de la tension base-émetteur à raison d'une valeur moyenne de −2,2 mV/°C.

Cette variation de la tension V_{BE} va se retrouver entièrement, si nous supposons fixe le potentiel de la base, sur le potentiel de l'émetteur.

Ce potentiel a une valeur moyenne, nous l'avons dit, égale à 4 V. La variation relative de tension émetteur-masse (donc, de courant moyen émetteur) sera donc de :

$$\frac{2{,}2.10^{-3}}{4} = 5{,}5.10^{-4}/°C$$

Il s'agit là d'une variation très faible : même si la température varie dans une plage de 40 °C, cela ne correspondra qu'à une variation moyenne du courant émetteur égale à 2,2 % ce qui est tout à fait négligeable, puisque l'on ne changera ainsi le potentiel du point (A) que de 2,2 % de la chute dans R_3 (5 V), ce qui fait une variation de ce potentiel égale, ou à peine supérieure, à 0,1 V.

Examinons maintenant comment la variation de gain du transistor (causée par un changement de température ou par le remplacement du transistor par un autre du même type) va intervenir sur la composante continue au point (A).

Pour ce calcul il nous faut faire appel à la Transformation de THEVENIN. La base du transistor (point (D)) est alimentée, depuis le +12, par le diviseur de tension R_1-R_2. La figure 7-17 rappelle la Transformation de THEVENIN : une source alimentant un point par un diviseur de tension est équivalente à une source ayant une force électromotrice :

$$12\,\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

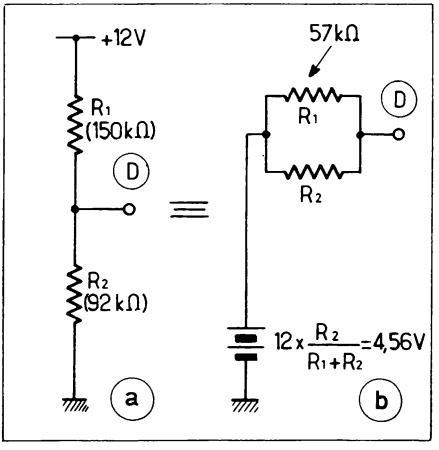


Fig. 7-17. — Pour étudier l'influence de la variation du courant base dans le montage de la figure 7-16, il faut utiliser la « transformation » de THEVENIN » appliquée à la tension V_{CC} et aux résistances R_1 et R_2 (a) : le tout est identique à une source de tension réduite (b), ayant une résistance interne égale à R_1 en parallèle avec R_2.

(soit ici 4,56 V), et ayant une résistance interne égale à R_1 en parallèle avec R_2, ce qui correspond ici à 57 kΩ (figure 7-17 *b*).

C'est cette résistance interne qui est le point le plus important. En effet, supposons que, avec un courant collecteur pratiquement constant de 0,5 mA, le gain statique du transistor puisse varier entre un minimum de 100 et un maximum de 300 : le courant base variera donc depuis un maximum de 5 μA (cas du gain de 100) à un minimum de 1,67 μA (cas du gain égal à 300).

Ce courant base, en raison de la chute de tension qu'il provoque dans la résistance interne équivalente du schéma 7-17 (b), fait varier le potentiel base.

Dans une résistance de 57 kΩ, un courant de 5 μA provoque une chute de tension de 285 mV; dans cette même résistance un courant de 1,67 μA provoque une chute de tension de 95 mV. Entre ces 2 chutes de tension, la différence est donc de 190 mV.

La variation de gain de 100 à 300 fera donc varier de 190 mV le potentiel du point (B), la valeur moyenne de ce potentiel étant, on l'a vu, 4 V.

La variation relative du courant moyen émetteur sera donc de :

$$\frac{0{,}19}{4} \quad \text{soit} \quad 4{,}75\ \%$$

On aura de même une variation de 4,75 % de la chute de tension dans la résistance R_3, ce qui donnera une variation du potentiel du point (A) de l'ordre de 0,24 V. Étant donné la marge de sécurité que nous avions prise, cela n'est en aucune façon gênant.

Même si nous ajoutons les deux causes de variation possibles (action de la température sur V_{BE} et variation possible du gain statique), en admettant un intervalle de température de 40 °C, nous totaliserons un peu moins de 7 % de variation totale du courant moyen collecteur : il y aura au maximum 0,35 V de variation de la chute de tension dans R_3, ce qui est encore compatible avec notre marge de sécurité.

La résistance d'entrée

Nous avons vu que notre étage a une résistance d'entrée qui n'est pas du tout négligeable, puisqu'elle dépasse 6 kΩ.

Quelles conclusions devons-nous en tirer? Tout simplement que notre étage risque d'être mal employé si nous le commandons par une source à relativement basse résistance interne, susceptible de fournir un courant que l'entrée de l'amplificateur ne demandera pas.

Précisons un peu ce dernier point. Imaginons que la source soit un microphone, ayant une résistance interne de 200 Ω, ce qui est un cas très classique.

Comme un tel microphone donne généralement une tension très faible (de l'ordre de 50 μV eff.) nous ne compterons sur l'amplificateur que pour en élever la tension. C'est-à-dire que, pour un niveau sonore donné, produit par une source définie à une distance donnée du microphone, nous obtiendrons un certain signal en sortie.

Mais, il ne faut pas perdre de vue que la résistance d'entrée de notre étage (6 kΩ) est environ 30 fois plus grande que la résistance interne de la source. Cette dernière est donc une véritable source de *tension*, c'est-à-dire de résistance interne négligeable par rapport à la résistance d'entrée de l'amplificateur. Ce dernier ne sert qu'à élever la tension.

Supposons que, maintenant, nous interposions, entre le microphone et l'entrée de l'amplificateur, un simple transformateur B.F., utilisé dans le sens « élévateur de tension » et ayant un rapport de tours de 4 : il augmente la tension du microphone dans le rapport 4, en même temps qu'il augmente son impédance équivalente dans le rapport 16, la portant à 3,2 kΩ.

La résistance interne n'est plus négligeable par rapport au 6 kΩ : cette dernière résistance d'entrée provoquera une chute de tension de 30 % par rapport à la force électromotrice : la tension réellement appliquée à l'entrée de l'amplificateur ne sera donc pas de 200 μV. Elle donne donc, en sortie, un signal qui est déjà 2,6 fois plus grand que si nous avions utilisé le microphone sans le transformateur.

Le fait qu'un simple transformateur B.F. augmente le signal disponible en sortie montre que notre microphone et notre étage étaient mal adaptés l'un à l'autre comme impédance.

Autrement dit, puisque nous obtenons plus de signal avec un transformateur, il aurait mieux valu utiliser un transistor avec un autre courant de repos, plus élevé éventuellement, pour employer mieux la puissance (minuscule) que peut fournir le microphone.

Adaptation de l'étage à la source

Ces considérations montrent que l'on a intérêt à bien choisir l'étage d'amplification, du point de vue de sa résistance d'entrée, pour l'adapter correctement à la source qui l'excite.

On peut dire que, d'une façon générale, nous rencontrerons trois ordres de grandeur dans les sources, en ce qui concerne leurs résistances internes.

Il y a d'abord les sources dont les résistances internes valent moins de 200 Ω (cas du microphone cité ci-dessus, cas d'un signal provenant d'un câble coaxial adapté,...).

Nous trouverons ensuite des sources ayant une résistance interne de quelques milliers d'ohms (cas de plusieurs têtes de lecture pour les disques, de différentes têtes de magnétophone, de sorties sur les collecteurs d'un montage quelconque...).

Nous trouverons enfin les sources ayant une grande résistance interne (capteurs piézo-électriques, tensions aux bornes d'un condensateur, ...).

Pour les premières (basse résistance interne), nous utiliserons des amplificateurs à transistors, dans lesquels nous prendrons un courant de repos du premier étage suffisant pour avoir une résistance d'entrée de quelques centaines d'ohms. L'augmentation du courant de repos augmentera la pente par la même occasion.

Pour les sources de la seconde catégorie, des valeurs comme celles que nous avons calculées à propos de la figure 7-16 sont tout à fait acceptables.

Enfin, si nous avons à faire à des sources de très grande résistance interne, la meilleure solution est de faire précéder l'étage amplificateur d'un transistor à effet de champ. En général, on s'inquiète beaucoup des problèmes de couplage d'un tel transistor avec les étages qui suivent. La solution est cependant très simple : le schéma de la figure 7-18 indique une possibilité relativement simple d'un amplificateur comprenant un F.E.T. à l'entrée.

Ce schéma nécessite quelques explications.

D'abord, nous utilisons, comme transistor T_2, un P-N-P, parce qu'ainsi le courant base I_{B2} de T_2 est dans le sens convenable pour être le courant drain du F.E.T. T_1.

D'autre part, nous supposons que la source *e* qui attaque la grille de T_1 ne comporte pas de composante continue. Comme un F.E.T. doit avoir une polarisa-

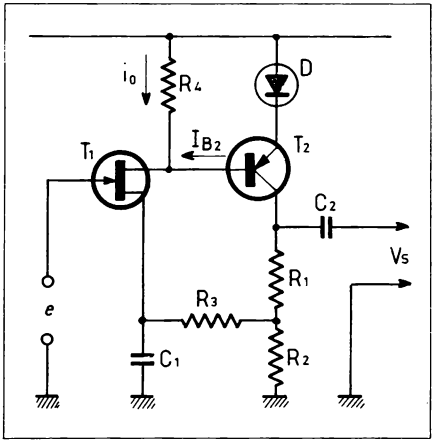


Fig. 7-18. — Le couplage entre un transistor à effet de champ et un P-N-P peut se faire très simplement en liaison directe. Le filtre passe-bas R_3-C_1 stabilise le potentiel moyen de source du F.E.T. et règle ainsi automatiquement la polarisation de ce dernier.

tion négative de sa grille par rapport à sa source, nous rendons cette dernière positive au moyen d'une prise effectuée sur la résistance de charge collecteur de T_2. Il s'agit d'appliquer à cette base un potentiel moyen pratiquement constant, en tous cas ne variant pas pendant les variations de la tension grille de T_1. Le rôle du condensateur C_1 est de maintenir constant le potentiel de la source.

La valeur de la résistance R_3 doit être suffisamment élevée pour constituer, avec C_1, un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure soit très basse; d'autre part, cette résistance doit être suffisamment faible pour se laisser traverser par le courant source (égal au courant drain), sans qu'il y ait une chute de tension trop importante aux bornes de R_3.

Ce système assure une stabilisation automatique de polarisation pour le F.E.T., car, si ce dernier n'est pas assez polarisé, son courant drain augmente, le courant collecteur de T_2 en fait autant, le potentiel de l'extrémité droite de R_3 augmente, faisant augmenter celui de la source de T_1 et augmentant ainsi la polarisation du F.E.T.

On pourrait, dans de nombreuses applications, supprimer la résistance R_4 et court-circuiter la diode D. Ces deux éléments ne sont là que pour augmenter d'un courant pratiquement constant i_0 le courant base de T_2. En effet, ce courant est normalement très petit; un F.E.T. fonctionnant avec un courant drain trop faible a une transconductance (pente) trop petite. Étant donné que la diode D maintient une tension pratiquement constante à ses bornes (environ 0,6 V), et qu'il y a encore environ 0,6 V entre l'émetteur et la base de T_2, il y a une tension à peu près constante, de l'ordre de 1,2 V, aux bornes de R_4, ce qui détermine i_0.

Application pratique

Prenons un exemple numérique : nous ferons fonctionner le transistor T_2 avec un courant moyen de 2 mA et une tension d'alimentation de 12 V. Nous chercherons donc à porter le collecteur de T_2 à un potentiel moyen de l'ordre de 6 V, pour laisser une grande excursion de tension à ce collecteur. Avec 2 mA s'écoulant vers la masse (le courant drain du F.E.T. est négligeable), cela nous conduit à une valeur totale de 3 kΩ pour $R_1 + R_2$.

Supposons que T_2 ait un gain statique de 200 : son courant base sera de 10 μA.

Nous lui ajouterons un courant i_0 constant de 50 μA, courant qui passera dans R_4 sous 1,2 V si R_4 vaut 24 kΩ.

Le courant source du transistor T_1, égal à son courant drain et à la somme des 50 μA dans R_4 et des 10 μA de courant base de T_2, sera donc de 60 μA.

Comme nous souhaitons que ce courant ne produise pas, aux bornes de R_3, une tension supérieure à 0,3 V par exemple, cela limite la valeur de R_3 à 5 kΩ.

Si le F.E.T. T_1 nécessite une polarisation de 4 V pour être presque bloqué (courant drain égal à 60 μA), nous aurons à porter la source à environ +4 V, c'est-à-dire aux 2/3 du du potentiel collecteur de T_2. Nous choisirons donc une résistance R_2 de 2 kΩ et R_1 de 1 kΩ.

Le filtre constitué par R_3 et C_1 devra correspondre à une fréquence de coupure de l'ordre de 10 Hz, par exemple, à 3 dB, ce qui correspond, avec $R_3 = 4{,}7$ kΩ à un condensateur C_1 de plus de 3,4 μF. Nous prendrons, en réalité, $C_1 = 10$ μF et nous réduirons R_3 à environ 2,2 kΩ.

On a intérêt, pour réaliser ce montage, à utiliser un F.E.T. (ou T.E.C.) dont la tension grille nécessaire pour bloquer (ou presque) le courant drain soit relativement faible. Autrement dit, nous prendrons un F.E.T. à faible tension de « cut-off » (rappelons que cette tension est désignée, suivant les notices, par :

$$V_{GSX},\ V_{GS_{OFF}} \text{ ou } V_p$$

Cas des étages couplés

En général, on commet beaucoup d'erreurs dans l'étude des amplificateurs à couplages alternatifs ayant plusieurs étages en cascade.

Il n'y a qu'une seule règle à retenir, et elle est fort simple : tous les étages amplificateurs suivis par un autre étage fonctionnent à sortie en court-circuit : ce sont donc des amplificateurs d'*intensité*.

Les calculs que nous avons déjà vus, et qui sont fort compliqués, faisant intervenir l'impédance d'entrée du second étage, le gain en tension à vide du premier, l'impédance de sortie du premier étage... sont tout à fait inutiles ici.

Il faut considérer que le premier étage est un système attaqué par une source ayant une force électromotrice et une résistance interne. Comme telle, cette source fournit une tension donnée sur la base du transistor, ce qui correspond à une composante alternative donnée dans le courant collecteur.

Il faut, évidemment, tenir compte, pour avoir la tension à l'entrée de l'amplificateur, de la résistance interne de la source qui attaque cette entrée et de la résistance d'entrée de l'amplificateur.

Par exemple, sur la figure 7-19, nous supposons que la source d'attaque a une force électromotrice (ou tension à vide) de e_0, et une résistance interne r. Quand elle attaque l'entrée de l'amplificateur, assimilable à une résistance R_i, on obtient, à l'entrée de cet amplificateur, une tension e, inférieure à e_0, et égale à :

$$e = e_0 \frac{R_i}{R_i + r}$$

Une fois que l'on connaît e, en multipliant cette valeur par la pente (ou transconductance) de l'étage d'entrée (qui est, comme nous l'avons dit, approximativement égale au produit par 35 de la valeur moyenne du courant collecteur), on obtient la composante alternative de courant collecteur.

Le but du couplage d'un étage avec un autre, est d'envoyer, à la base du second étage, la quasi totalité de cette composante alternative.

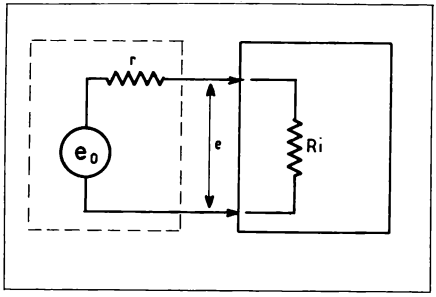


Fig. 7-19. — Lorsqu'une source de résistance interne *r* attaque l'entrée d'un amplificateur, agissant comme une résistance R_i, il faut tenir compte des valeurs respectives de *r* et R_i pour avoir la valeur de la tension d'entrée *e*.

Autrement dit, quand un étage du type de la figure 7-16 est attaqué par un étage analogue, le plus souvent le second transistor utilise un courant de repos supérieur à celui du premier, ce qui lui donne une résistance d'entrée relativement faible. On a donc intérêt à utiliser, pour le premier, une résistance de charge collecteur R_3 aussi élevée que possible.

La source de courant constant utilisée pour le couplage

Profitons de l'occasion pour rectifier une erreur trop communément répandue.

On dit souvent que la composante alternative du courant collecteur d'un transistor est envoyée dans la base de l'étage suivant.

En réalité, comme on peut s'en douter, on ne reliera pas directement le collecteur du premier étage à la base du second, à moins d'utiliser une polarité différente pour le second étage et pour le premier (l'un étant un N-P-N et l'autre un P-N-P.

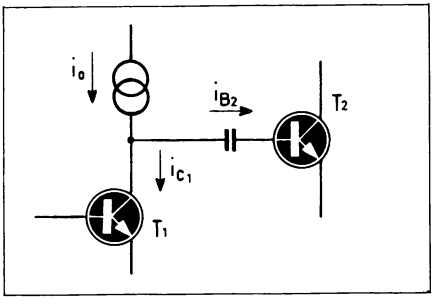


Fig. 7-20. — C'est à tort que l'on dit généralement que le courant collecteur du premier étage « fournit » le courant base du second (même en ne parlant que des composantes alternatives de ces courants). En réalité, le courant collecteur i_{c_1} se retranche d'une source de courant constant (ou espéré tel...) i_0, pour donner le courant base i_{B_2} du second transistor. Si i_0 n'est pas assez constant, il y aura des perturbations.

Donc, ainsi que le montre la figure 7-20, on procède ainsi : on utilise une source de courant constant (ou aussi proche que possible d'une telle source), i_0, qui fournit le courant collecteur du transistor T_1. Ainsi, le courant base i_{b2} du transistor de l'étage suivant *n'est pas* la composante alternative du courant i_{C1}, mais en fait, la *différence* entre le courant constant i_0 et la composante alternative du courant collecteur :

$$i_{b2} = i_0 - i_{C1}$$

Dans certains amplificateurs intégrés on peut ainsi utiliser, comme charge collecteur, pour le premier transistor, une véritable source à courant constant, et arriver à un montage pratique tout à fait identique à la figure 7-20 (qui est un « cas

idéal »). Mais, dans les montages à composants discrets, la source i_0 est, le plus souvent, une simple résistance, relativement élevée, connectée au $+V_{CC}$. Dans le cas de la figure 7-16, cette source de courant constant est tout simplement R_3. Une résistance ne peut servir de source à courant constant que dans la mesure où la tension à ses bornes reste constante. En fait, l'extrémité supérieure de cette résistance est au potentiel V_{CC}, et l'on peut considérer que l'extrémité inférieure reste à potentiel constant, puisqu'elle est reliée, par le condensateur de sortie C_3 à la base de l'étage suivant, cette base étant à un potentiel très peu variable.

Perturbation par la ligne de V_{CC}

Nous touchons ici la difficulté de réalisation de nombreux amplificateurs à plusieurs étages. Si la source de courant « constant » i_0 ne remplit pas bien son office en particulier si elle comporte des composantes alternatives parasites, nous retrouverons en totalité ces composantes dans le courant base de T_2.

Par exemple, si la tension V_{CC} n'est pas *rigoureusement constante*, indépendante des consommations des étages divers, nous aurons un couplage parasite qui va s'introduire par là. La « loi de Murphy » aidant, ce couplage produira normalement une entrée en oscillation de l'amplificateur.

C'est là l'origine de la plus grande partie des défauts de fonctionnement dans les amplificateurs à plusieurs étages, tout simplement parce que l'on n'a pas compris l'importance de la stabilité parfaite de la tension V_{CC}.

C'est ce point qui explique la nécessité d'un « découplage », d'autant plus énergique que l'on va vers les étages d'entrée, pour lesquels la moindre perturbation est très importante. Le découplage habituel par cellule R-C (figure 7-21) peut quelquefois convenir, mais il est souvent insuffisant. En effet, le filtre passe-bas R-C peut atténuer dans une notable proportion les composantes alternatives parasites de la tension V_{CC}, mais il le fait d'autant plus mal que ces composantes sont à fréquence basse.

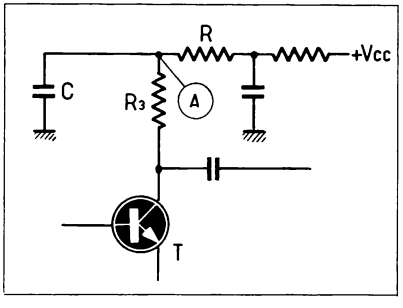


Fig. 7-21. — Pour éviter les effets parasites, on utilisera un filtre R-C pour « découpler » le point (A) d'alimentation du collecteur de T; mais cela peut s'avérer insuffisant.

Une solution relativement meilleure pour y arriver consiste à remplacer le condensateur C par une diode Zener : on assure une stabilisation du potentiel du point (A), en tous cas une réduction importante, en ce point, des fluctuations parasites de V_{CC}, et ce à toutes les fréquences, même les plus basses.

C'est une ERREUR de considérer que la tension de sortie d'un transistor N-P-N est la composante alternative de tension entre collecteur et masse : la VÉRITABLE tension de sortie d'un tel transistor est la tension *aux bornes* de la résistance collecteur, ou tout au moins sa composante alternative. La tension de sortie doit donc être considérée comme étant fournie entre le $+V_{CC}$ et le collecteur.

Si le potentiel du $+V_{CC}$ est *rigoureusement constant*, on peut alors admettre de considérer comme tension de sortie la composante alternative de la tension collecteur-masse.

Mais, si la moindre anomalie vient perturber la tension V_{CC}, cela n'est plus vrai.

Emploi du couple NPN-PNP

Comment remédier à cet état de chose? La solution est très simple : il suffit d'alterner un étage N-P-N et un étage P-N-P ainsi que le représente la figure 7-22.

Cette figure est très simplifiée, puisque nous ne tenons pas compte de la polarisation moyenne du transistor T_1. Elle sert simplement à montrer le principe de l'idée utilisée dans ce double étage. On voit que le courant base de T_2 est tout simplement le courant collecteur de T_1, et rien d'autre.

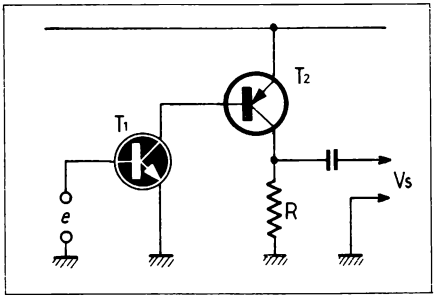


Fig. 7-22. — Ce n'est que dans le cas de ce schéma, avec un N-P-N à l'entrée et un P-N-P en sortie, que l'on peut réellement dire que la masse est bien un point commun entre la tension d'entrée et la tension de sortie, avec tout ce que cela comporte comme sécurité anti-perturbations par la tension d'alimentation.

La tension de sortie est, cette fois, réellement prélevée aux bornes de la résistance de charge de collecteur de l'étage de sortie (T_2), puisque cette résistance retourne à la masse.

Si la tension V_{CC} est sujette à des fluctuations, ces dernières sont répercutées intégralement sur le potentiel collecteur de T_1. Comme un bon transistor, en émetteur commun, a un courant collecteur qui varie fort peu en fonction de la tension collecteur, ces fluctuations agissent très peu sur le courant collecteur de T_1, donc sur le courant de base de T_2.

De même, T_2 ayant un courant base peu influencé par les fluctuations de V_{CC}, le courant collecteur de T_2 ne sera, lui non plus, pratiquement pas influencé par ces variations, qui n'agiront que sur la tension collecteur-émetteur de T_2, donc fort peu sur le courant collecteur.

Il est très facile de se rendre compte de l'amélioration apportée par le montage de la figure 7-22 par rapport à un montage comportant deux transistors N-P-N en cascade (deux fois l'étage de la figure 7-16 par exemple).

Pour faire cette comparaison, on utilise la disposition de la figure 7-23 : on injecte, à l'entrée de l'amplificateur à deux étages, une très petite tension alternative sinusoïdale à une fréquence de 500 Hz par exemple. On alimente l'amplificateur par la somme de la tension V_{CC} normale et d'une petite tension u alternative à 50 Hz, introduite intentionnellement en série avec V_{CC}, pour simuler une perturbation de V_{CC}. On examine à l'oscilloscope la forme d'onde en sortie (500 Hz amplifié).

Dans le cas du montage à deux transistors NPN en cascade, extrêmement sensible aux perturbations de V_{CC}, la forme d'onde de sortie a l'aspect qu'indique

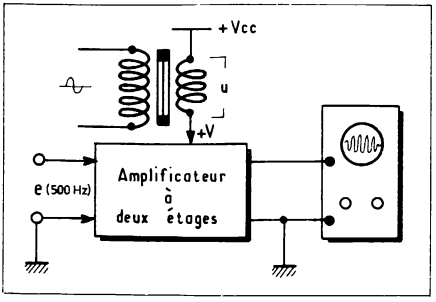


Fig. 7-23. — Montage utilisé pour essayer la sensibilité d'un amplificateur amplifiant un signal, à 500 Hz, à la présence d'une composante parasite, u (ici à 50 Hz) volontairement introduite sur la tension d'alimentation par un secondaire de transformateur en série avec une tension continue normale V_{cc}.

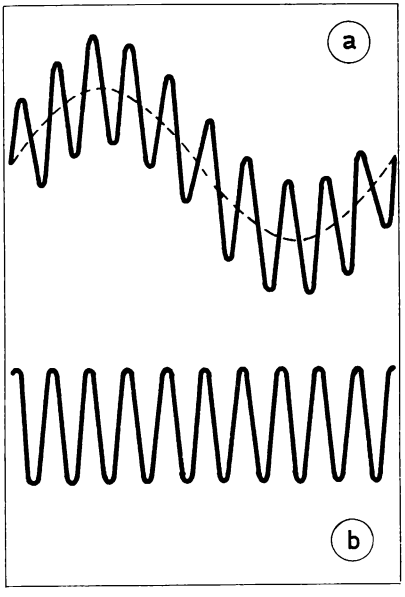


Fig. 7-24. — Oscillogrammes relevés avec le montage de la figure 7-23 : en (a) avec deux étages émetteur commun du même type N-P-N, ce qui donne une tension de sortie très fortement perturbée par la superposition du 50 Hz parasite au 500 Hz utile. En (b), oscillogramme correspondant à un montage de même gain mais avec un N-P-N suivi d'un P-N-P (du type de celui de la figure 7-22) ; le 50 Hz parasite n'a plus aucune influence.

l'oscillogramme de la figure 7-24 (*a*). On voit que la tension de sortie comporte, en plus de la composante normale à 500 Hz, une composante très importante à 50 Hz.

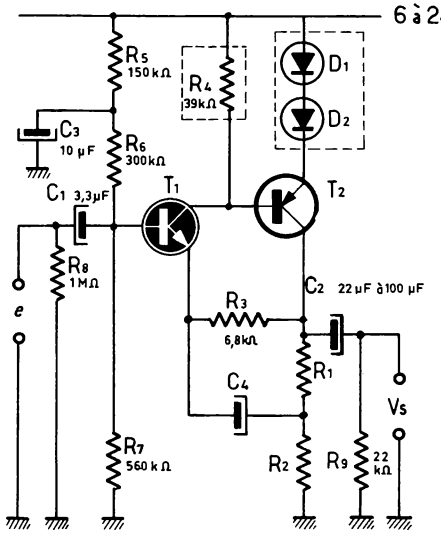
Si, au lieu de l'amplificateur à deux étages NPN, on a utilisé, dans le montage de la figure 7-23, un amplificateur comportant un premier étage NPN suivi d'un second étage PNP, l'oscillogramme de la tension de sortie est celui de la figure 7-24 (*b*). On voit que, dans ce second cas, la perturbation *u* de la tension d'alimentation ne joue aucun rôle (à condition, toutefois, que la valeur instantanée minimale de la tension d'alimentation ne tombe jamais en dessous d'un certain minimum, nécessaire pour le bon fonctionnement de l'étage).

C'est la raison pour laquelle nous recommandons tout particulièrement, quand il s'agit de faire un amplificateur à grand gain, l'emploi d'association deux par deux de transistors NPN + PNP, selon le schéma de la figure 7-22 avec certaines améliorations.

Le « module audio-fréquences universel »

On arrive alors à l'ensemble un peu plus complexe de la figure 7-25, que l'auteur (et de nombreux autres) ont énormément utilisés sous le nom de « modules audio-fréquences universels ».

Le principe en est le suivant : pour bien définir le gain en alternatif de l'étage, on réalise une contre-réaction, par le condensateur C_4, entre une partie de la tension de sortie (fixée par le rapport de R_1 à R_2) et l'émetteur de T_1.



Gain $\frac{V_s}{e}$	R_1	R_2	C_4	D_1-D_2-R_4
250	2,2kΩ	0	220µF	oui
75	2,2kΩ	15Ω	56µF	oui
50	2,2kΩ	22Ω	47µF	oui (?)
30	2,2kΩ	47Ω	22µF	non
22	2,2kΩ	68Ω	18µF	non
15	2,2kΩ	120Ω	10µF	non
10	1,8kΩ	200Ω	8,2µF	non
1	0		c.circuit	non

Fig. 7-25. — Montage du « module audiofréquence universel », d'impédance d'entrée très grande, d'impédance de sortie très faible, pratiquement insensible aux perturbations de la tension d'alimentation, pouvant se monter en cascade sans aucun risque d'accrochage. Le tableau indique les valeurs des quelques composants qui sont à modifier en fonction du gain (arithmétique) à obtenir, ainsi que la nécessité de l'utilisation éventuelle de R_4 et des deux diodes pour augmenter le gain en boucle ouverte.

En ce qui concerne le potentiel moyen de cet émetteur, on le fixe par une contre-réaction totale, ne portant que sur la composante continue de la tension de sortie V_S, directement appliquée à l'émetteur par la résistance R_3.

On stabilise donc le fonctionnement de l'ensemble à un potentiel de sortie collecteur inférieur d'environ 0,6 V au potentiel base de T_1, ce dernier étant fixé par le pont diviseur $(R_5 + R_6) - R_7$.

Le condensateur C_2 permet de ne garder que la composante alternative de la tension de sortie. La résistance R_9 est là pour garantir que la tension de sortie n'a pas de composante continue, même dans le cas d'une légère fuite du condensateur C_2.

De même, le condensateur C_1 permet d'appliquer à la base de T_1 la composante alternative à amplifier, en partant d'une tension d'entrée à composante continue nulle (la résistance R_8 élimine l'effet d'une faible fuite éventuelle en continu de C_1).

Le condensateur C_3 permet d'éliminer le dernier point par où l'effet d'une fluctuation de V_{CC} pourrait se faire sentir sur l'étage double : la polarisation base de T_1. Avec R_5 et C_3, le filtre passe-bas ainsi constitué élimine tout résidu de fluctuation de V_{CC}. Nous avons vu que, par ailleurs, les dites fluctuations n'agissaient pratiquement pas sur un ensemble N-P-N + P-N-P.

L'ensemble des diodes D_1 et D_2 et de la résistance R_4 joue le même rôle que celui que nous avions rencontré dans le montage à effet de champ de la figure 7-18 : on ajoute au courant base de T_2 un courant pratiquement constant dans R_4, pour que T_1 fonctionne avec un courant collecteur qui ne soit pas trop faible : on augmente ainsi le gain de l'ensemble en boucle ouverte (c'est-à-dire sans contre-réaction), et l'on augmente aussi la bande passante.

Suivant les valeurs que l'on donne au taux de contre-réaction (c'est-à-dire, pratiquement, au rapport de R_1 à R_2), on peut modifier la valeur de C_4 en se limitant à une certaine fréquence de coupure basse. Le tableau joint à côté de la figure 7-25 indique les valeurs à utiliser pour R_1, R_2 et C_4 en fonction du gain à obtenir.

Pour gains faibles (moins de 20, soit 16 dB) on peut très bien supprimer la résistance R_4 et court-circuiter les diodes D_1 et D_2 : le gain en boucle ouverte n'a pas besoin d'être aussi grand, étant donné le taux de contre-réaction.

Quels sont les avantages de ce module audiofréquence universel? Ils sont multiples :

— la résistance d'entrée est très grande (presque toujours supérieure à 50 kΩ, souvent 100 kΩ);

— la résistance de sortie est très basse, allant d'environ 2 kΩ pour les gains très élevés à près de 50 Ω pour les gains faibles;

— enfin (et surtout) les fluctuations de V_{CC} n'ont aucune influence sur la tension de sortie.

Ainsi, de tels « modules » mis en cascade, correspondent à un gain global qui est le produit des gains partiels (où un gain en décibels égal à la somme des gains en décibels des deux modules utilisés), sans aucun risque d'accrochages dus à une alimentation commune des différents modules. Beaucoup de réalisations de ces modules ont été faites, avec des petits circuits imprimés, ou sous forme d'ensembles enrobés, prêts à l'emploi, et que l'on enfiche sur un support.

Il semble que, même douze ans après la réalisation de tels modules, on n'ait pas encore trouvé un circuit intégré qui donne des performances supérieures. Nous pensons, toutefois, que cela doit arriver sans doute un jour ou l'autre.

Signalons, pour terminer, que le qualificatif de « audiofréquence », appliqué à ces « modules », est donné ici à titre indicatif : surtout avec les gains faibles, on dépasse largement la bande passante nécessaire pour les applications limitées à 10 kHz. En modifiant un peu la structure des modules, on arriverait facilement à augmenter dans une très importante proportion leurs bandes passantes.

Cas du gain faible

Mentionnons enfin un montage dérivé du même principe, mais simplifié, très utilisable pour le cas de gains faibles (de l'unité à environ 3 ou 4). C'est celui de la figure 7-26. Nous appliquons dans ce montage une contre-réaction à l'émetteur de T_1, cette fois en liaison directe. Étant donné le gain très élevé que présenterait le montage en boucle ouverte (émetteur de T_1 à la masse), nous pouvons dire que le gain en boucle fermée est pratiquement égal à :

$$G = \frac{R + r}{r}$$

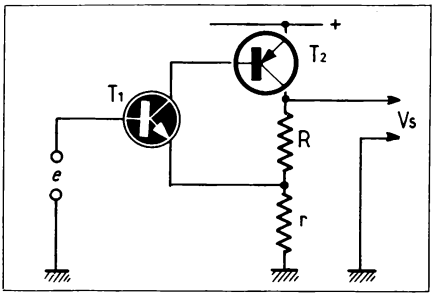


Fig. 7-26. — Montage à deux transistors, un N-P-N et un P-N-P, pour réaliser un gain positif, assez faible, très constant, avec une très grande impédance d'entrée et une très faible impédance de sortie (on l'utilise souvent pour avoir un gain dynamique très légèrement supérieur à l'unité).

à condition que nous ayons limité ce rapport à une valeur faible (moins de 50 pour un bon accord théorique, moins de 5 pour l'utilisation pratique qui va suivre).

Étant donné que nous avons toujours environ 0,6 V entre la base et l'émetteur de T_1 (un peu moins cette fois, peut-être 0,5, en raison du courant très faible de T_1), nous pouvons dire que, en ce qui concerne les niveaux continus de la tension V_S et e, on a la relation suivante :

$$V_S = G\,(e - 0{,}5)$$

Cette valeur de 0,5 V n'est pas très bien définie, elle est d'ailleurs variable en fonction de la température. C'est la raison pour laquelle nous conseillons de limiter à 4 ou 5 la valeur du gain G, surtout si l'on désire une dérive relativement réduite de la tension de sortie.

Ce montage pourrait se remplacer assez avantageusement par un amplificateur opérationnel, surtout du type CA 3130, qui permet une excursion de tension positive depuis zéro inclus avec une alimentation uniquement positive. Si nous avons signalé le montage à éléments discrets, c'est parce que, quelquefois, il est plus simple à mettre en œuvre... surtout si l'on manque de l'amplificateur opérationnel adéquat.

Ce montage est très employé aussi avec $R = 0$: il est alors un simple abaisseur d'impédance, de gain dynamique en tension égal à l'unité, de très grande résistance d'entrée et de très faible résistance de sortie. Son emploi est extrêmement général.

Signalons que, comme dans tous les montages abaisseurs d'impédance, le transistor de sortie est très menacé : un court-circuit, même limité à une fraction de milliseconde, entre le collecteur de T_2 et la masse détruit instantanément T_2.

Si l'on veut éliminer ce danger, quitte à réduire un peu les possibilités en courant de sortie, il faut insérer une petite résistance entre le + et l'émetteur de T_2.

On emploie également le montage de la figure 7-26, avec une résistance R très petite par rapport à r pour réaliser un gain dynamique très légèrement supérieure à l'unité. C'est ce que nous avons fait par exemple pour la production de dents de scie très linéaires dans le montage représenté sur la figure 3-9 (page 48).

AMPLIFICATEURS A COUPLAGES CONTINUS

Évidemment, certains des montages que nous avons décrits possèdent des couplages continus : celui de la figure 7-26 en est un exemple. Mais, comme nous l'avons dit, il faut alors se limiter à un gain très faible, si l'on veut que la variation d'une tension V_{BE} en fonction de la température n'entraîne pas une dérive considérable de la tension de sortie.

Certains demanderont : « Pourquoi réaliser des amplificateurs à couplages continus en composants discrets, alors que c'est précisément ce que font des ampli-

ficateurs opérationnels intégrés? » Tout simplement parce que, dans certains cas, il peut être utile de fabriquer l'équivalent d'un amplificateur opérationnel particulier, en composants discrets, ayant généralement des performances très inférieures du point de vue du gain en boucle ouverte, mais pouvant passer une bande beaucoup plus large, pour certaines applications particulières.

Bien entendu, une telle réalisation est beaucoup plus encombrante, nettement plus coûteuse, mais elle est quelquefois indispensable.

Commençons par l'étage le plus classiquement utilisé dans les amplificateurs à couplages continus, qui représente le seul moyen d'éliminer en grande partie l'influence de la dérive thermique du V_{BE} : l'étage symétrique.

Étage symétrique (« paire différentielle » ou « L.T.P. »)

Si nous utilisons un transistor unique pour amplifier une tension avec sa composante continue, il faudra assurer une polarisation définie entre base et émetteur. La moindre variation de cette polarisation entraînera une dérive très importante.

Nous chercherons donc à compenser ce V_{BE} qui est mal connu, et qui varie avec la température, par un autre V_{BE} : c'est ainsi que l'on arrive au montage de la figure 7-27.

Dans ce montage, on utilise une source à courant constant, i_0, pour le retour des deux émetteurs, celui de T_1 et celui de T_2, vers un point à potentiel négatif — V'. Nous supposons tout d'abord que les deux transistors T_1 et T_2 sont identiques, ce qui fait que, si la tension e est nulle, le courant i_0 se répartit également dans les deux transistors : les chutes de tension dans les résistances R_1 et R_2 (qui ont la même valeur) sont alors égales. Les potentiels des points (A) et (B) sont égaux : la tension de sortie V_S est nulle.

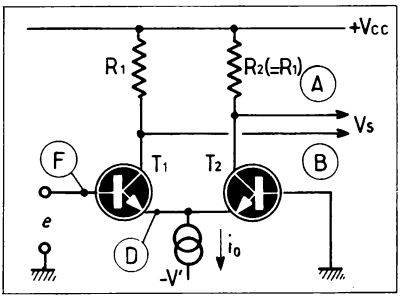


Fig. 7-27. — Montage symétrique d'amplification à deux transistors, attaqué dissymétriquement. C'est le fameux « L.T.P. » (Long Tailed Pair) ou « paraphase », qui permet d'éliminer, dans une très importante proportion, pour un étage à couplage continu, la variation de V_{BE} en fonction de la température. La somme des courants des émetteurs doit avoir une valeur constante i_0

Si nous appliquons une tension e positive, augmentant le potentiel du point (F), le courant dans T_1 tend à augmenter. Comme le courant total de T_1 et de T_2 doit rester constant, le courant de T_2 doit diminuer autant qu'augmente celui de T_1. Il s'ensuit nécessairement que la variation du potentiel du point (D) doit être la moitié de celle du point (F). Nous aurons donc une augmentation de potentiel du point (A), une diminution de potentiel du point (B).

Cet amplificateur est appelé souvent « différentiel », car on peut l'employer pour obtenir une tension de sortie qui soit la différence des tensions appliquées respectivement sur la base de T_1 et sur celle de T_2. Souvent, on l'utilise avec une seule tension d'entrée, la base de T_2 étant reliée à la masse comme sur la figure 7-27.

Avantages du « L.T.P. »

L'intérêt du montage est le suivant : la tension e est appliquée sans aucune composante continue. La polarisation des émetteurs (point (D)) est assurée par

l'ensemble des deux transistors. La tension *e* n'agit que sur la répartition du courant entre ces transistors.

Ainsi, maintenant, nous n'avons plus à nous préoccuper de la valeur du V_{BE} des transistors, ni même de sa variation en fonction de la température, à condition que cette valeur et surtout sa variation en fonction de la température soit pratiquement la même pour les deux transistors.

On arrive, dans cet ordre d'idée, à d'excellents résultats. Alors que la tension V_{BE} d'un transistor est voisine de 600 mV, et qu'elle varie d'à peu près $-2{,}2$ mV/°C, la différence entre les deux tensions base-émetteur de deux transistors soigneusement appariés, soit $V_{BE1} - V_{BE2}$, peut être réduite à moins de quelques millivolts (éventuellement moins de un millivolt). En même temps, la variation en fonction de la température de $V_{BE1} - V_{BE2}$ arrive à n'être que d'une dizaine de microvolts par degré, c'est-à-dire environ 200 à 300 fois plus faible que n'est la variation de V_{BE1}, ou de V_{BE2}.

Pour assurer un courant total constant aux 2 transistors, on utilise, pour constituer la source de courant i_0, un transistor à courant constant, monté par exemple comme l'indique la figure 7-28.

La diode Zener Z, dont la tension nominale est inférieure à V′, maintient la base de T_3 à un potentiel constant par rapport au $-V'$. Elle maintient donc une tension courante aux bornes de R_4, donc un courant constant dans le transistor T_3.

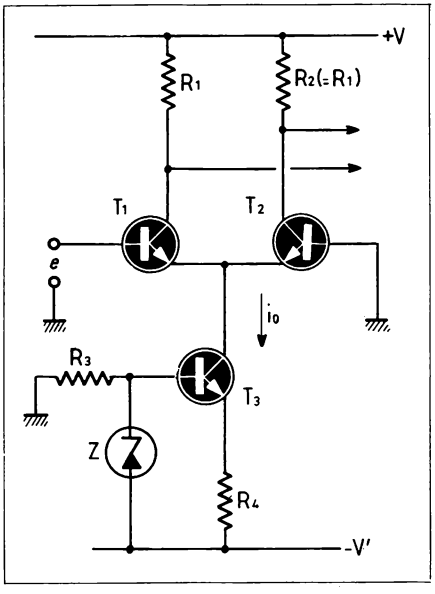


Fig. 7-28. — Dans le montage de la figure 7-27, pour avoir un courant constant dans les émetteurs, on utilise souvent un transistor T_3 en montage à courant constant : la diode Zener Z maintient la base de T_3 (donc, pratiquement, son émetteur) à un potentiel constant par rapport à $-V'$. Il y a donc un courant constant dans l'émetteur, donc un courant constant dans le collecteur.

L'étage de la figure 7-27 (ou de la figure 7-28) réalise une adaptation d'une entrée dissymétrique (*e* a un pôle à la masse) à une sortie symétrique, entre deux collecteurs.

Si l'on veut utiliser pleinement les avantages de l'amplificateur symétrique, en particulier son insensibilité relative à la température, il ne faut pas employer simplement comme sortie le collecteur de T_1, ou celui de T_2 : il faut tenir compte de la *différence* entre les potentiels de ces deux collecteurs. On a donc souvent besoin

d'utiliser la sortie sous forme symétrique, surtout pour profiter pleinement des avantages du montage symétrique.

Si ce montage est suivi d'un autre étage, il n'y a pas de problème : les points (A) et (B) seront directement reliés aux deux bases d'un autre étage symétrique. Pour éviter une montée progressive des potentiels d'alimentation, une bonne solution consiste à alterner les étages N-P-N symétriques et les étages symétriques à deux transistors P-N-P.

Le « miroir à courant »

Néanmoins, même après l'utilisation de plusieurs étages (dans le cas d'un gain considérable), on est souvent amené à « sortir » de la symétrie : en fait, on désire obtenir une tension de sortie ayant un pôle à la masse, tension qui soit proportionnelle à la *différence* des courants des deux transistors.

Si l'on utilise la tension entre les points (A) et (B) dans le montage de la figure 7-27, on a bien une sortie proportionnelle à cette différence; cependant cette sortie n'a pas un pôle à la masse.

Pour réaliser le passage symétrique-dissymétrique, on utilise un montage très ingénieux nommé le « miroir de courant ».

Le but visé est le suivant : dans les montages des figures 7-27 et 7-28, nous disposons de deux courants collecteurs (celui de T_1 et celui de T_2), mais ces deux courants passent dans deux fils séparés. Il serait souhaitable de disposer d'une source de courant (fournissant un courant indépendant de la tension) qui « recopie » le courant du transistor T_1 : on pourrait alors, en alimentant par cette source de courant le collecteur de T_2, avoir sur ce collecteur un courant qui soit égal à la différence du courant de T_1 et de celui de T_2.

La figure 7-29 explique comment fonctionne le système.

Le courant de T_1 est i_1. On le fait passer à travers une diode D et une résistance R_1. La chute de tension V_d dans la diode varie peu en fonction du courant; la chute de tension u aux bornes de R_1 est proportionnelle à i_1.

La tension totale v aux bornes de l'ensemble de la diode et de la résistance R_1 est donc égale à :

$$v = V_d + R_1 i_1$$

Nous appliquons maintenant cette tension v entre la ligne d'alimentation positive $+V$ et la base du transistor P-N-P T_3.

La tension u' que l'on trouvera maintenant aux bornes de la résistance émetteur R_2 (dont la valeur est la même que celle de R_1) sera :

$$u' = v - V_{BE} = R_1 i_1 + V_d - V_{BE}$$

En désignant par V_{BE} la tension base-émetteur de T_3.

Dans la mesure où l'on admet que V_{BE} est égal à V_d, la tension u' se réduit alors à u, ce qui impose une valeur de courant i' dans l'émetteur (et nous dirons aussi dans le collecteur) de T_3 égale à i_1.

L'ensemble de la diode D, du transistor T_3 et des deux résistances égales R_1 et R_2 joue donc le rôle d'un « miroir de courant », qui fournit, sur le collecteur de T_3 un courant i' égal à i_1.

Il suffit donc de relier le collecteur de T_3 à celui de T_2 pour que le point commun de ces deux collecteurs soit capable de fournir un courant $i' - i_2$, c'est-à-dire :

$$i_1 - i_2$$

Ce courant peut être positif ou négatif. En le faisant circuler dans une résistance, nous obtiendrons, aux bornes de cette dernière, une tension de sortie pro-

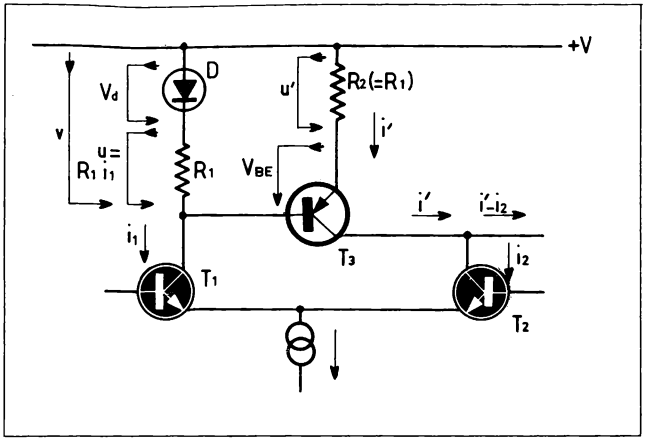


Fig. 7-29. — Pour passer d'un montage symétrique « L.T.P. » à une sortie dissymétrique, on utilise ce « miroir à courant ». Le transistor T_3 « recopie », dans son collecteur, un courant i' égal à i_1 (la chute de tension V_d est égale à V_{BE} de T_3, et $R_2 = R_1$). Au point commun des collecteurs de T_2 et T_3, on dispose d'un courant, positif ou négatif, qui est réellement égal à la différence des courants i_1 et i_2.

portionnelle à la différence des courants : nous avons réalisé ainsi un passage du symétrique au dissymétrique.

Ce système, très largement utilisé dans les circuits intégrés, est fort intéressant dans les amplificateurs à couplages continus en composants discrets.

Étages de sortie

Nous n'avons pas parlé des étages de sortie à propos des amplificateurs à couplages alternatifs. En effet, dans ces modèles, les étages de sortie sont bien connus : on peut faire appel, par exemple, pour adapter l'impédance de sortie, à des transformateurs, selon des techniques parfaitement décrites et expliquées à propos des montages audiofréquence.

Le problème n'est pas tout à fait le même quand il s'agit d'amplificateurs à couplages continus. Comme il n'est pas question d'utiliser des transformateurs d'adaptation, nous devons réaliser l'étage de sortie en fonction des exigences de tension et d'intensité à obtenir.

On peut employer les systèmes classiques des étages de sortie que l'on rencontre dans les amplificateurs audiofréquence. La solution la plus couramment utilisée consiste à monter deux dispositifs de puissance en série, le point commun fournissant la sortie.

Il y a peu de choses nouvelles à dire dans le cas des couplages continus, si ce n'est que l'on peut arriver ici à des résultats intéressants par emploi des nouveaux transistors M.O.S. de puissance, en particulier ceux qui ont une structure particulière, désignés sous le nom de V-M.O.S.

Rappelons que ces dispositifs sont commandés par une tension, pratiquement sans aucune consommation de courant de commande, qu'ils n'ont aucun temps de

désaturation, contrairement aux transistors bipôlaires, et qu'ils ne présentent pas de second claquage.

On en trouve maintenant qui peuvent dissiper plusieurs dizaines de watts; certains supportent des tensions s'approchant de 100 V (ou les dépassant éventuellement); dans l'ensemble, ces V-MOS sont relativement économiques.

Ils constituent donc d'excellents dispositifs pour la réalisation de l'étage de sortie.

Il existe des amplificateurs opérationnels de puissance. Ils comportent, dans le circuit intégré lui-même, un étage de sortie capable de fournir un courant de l'ordre de l'ampère.

Bien entendu, de tels amplificateurs, présentés dans le même boîtier qu'un transistor de puissance, doivent être utilisés avec un radiateur.

Dans le cas où l'on désire employer un amplificateur opérationnel classique et obtenir cependant un courant de sortie élevé, il est recommandé de faire suivre l'amplificateur d'un étage introduisant un fort gain en courant : la figure 7-30 en donne un exemple.

Les tensions $+V$ et $-V$ alimentent à la fois l'amplificateur opérationnel A et les transistors de puissance T_2 et T_4 (montés sur un radiateur).

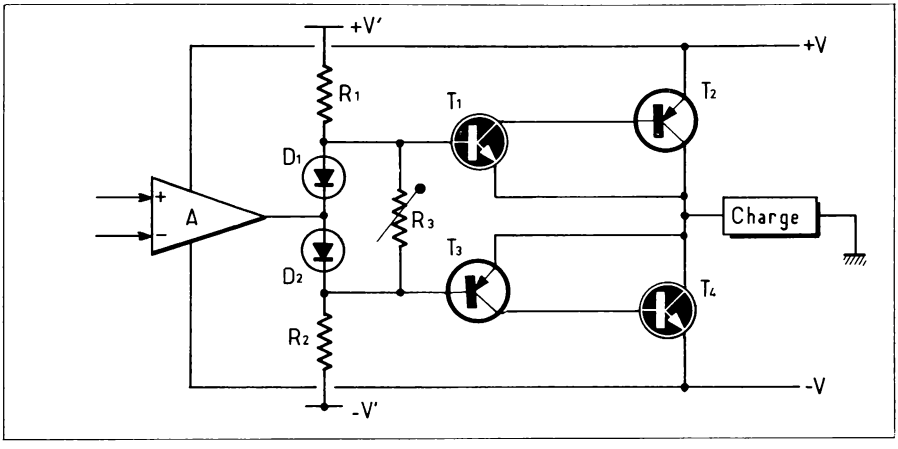


Fig. 7-30. — On peut augmenter le courant maximal de sortie d'un amplificateur opérationnel au moyen de ce montage. La polarisation de repos des transistors de sortie pose ici moins de problèmes que dans les étages de sortie des amplificateurs audiofréquence : même une polarisation trop faible (courant de repos trop petit dans T_2 et T_4), qui donnerait une « distorsion de raccordement » inacceptable en montage audiofréquence classique, ne gêne pas en raison de l'énorme valeur du taux de contre-réaction.

Si l'on veut disposer de tensions $+V'$ et $-V'$, supérieures (en valeur absolue) à V, on obtiendra ainsi un meilleur fonctionnement, grâce à un courant de polarisation plus constant dans les diodes D_1 et D_2.

La polarisation (tension à peu près constante introduite entre la base de T_1 et celle de T_3) est ajustée par la résistance R_3. Elle a pour but d'obtenir, quand la tension de A est presque nulle, un courant de repos très faible, mais pas tout à fait nul, dans les transistors de puissance T_1 et T_2.

Il vaut mieux choisir une polarisation un peu insuffisante (courant de repos faible ou même nul dans T_2 et T_4) qu'une polarisation trop forte. En effet, la « distorsion de raccordement », si nocive pour les amplificateurs audiofréquence, n'est pas très nuisible ici : il ne faut pas oublier que l'ensemble de l'étage de sortie se trouve faire partie de la boucle de contre-réaction, que l'on utilise automatiquement avec l'ensemble. On réduit donc, dans une très importante proportion, la distorsion de raccordement.

7-4. — AMPLIFICATION SÉLECTIVE

Dans tous les amplificateurs étudiés jusqu'à présent, nous avons mis tout en œuvre pour élargir la bande passante. Nous souhaitions, en effet, obtenir une amplification identique pour les signaux de toutes les fréquences.

Le problème qui se pose à nous maintenant est tout à fait différent : il s'agit de faire en sorte que certaines fréquences soient favorisées (ou défavorisées) par rapport à d'autres.

En d'autres termes il s'agit de réaliser un ensemble qui soit à la fois un amplificateur et un filtre.

On sait qu'il y a quatre espèces de filtres :

— le filtre « passe-bas », qui laisse passer les fréquences basses jusqu'à une certaine valeur, au-delà de laquelle on souhaite que la transmission diminue rapidement avec la fréquence;

— le filtre « passe-haut », qui laisse passer les fréquences élevées mais, en dessous d'une fréquence donnée, introduit une diminution rapide de la transmission quand la fréquence diminue;

— le filtre « passe-bande », qui permet la transmission des fréquences comprises entre deux limites et diminue rapidement de transmission pour les fréquences inférieures à la limite basse, ou supérieures à la limite haute;

— le filtre « coupe-bande » (ou « réjecteur »), qui atténue fortement toutes les fréquences comprises entre deux limites (ou, le plus souvent, qui atténue particulièrement les fréquences voisines d'une valeur donnée).

Bien entendu, on peut utiliser un amplificateur ordinaire, suivi d'un filtre « passif ».

On désigne sous le nom de filtre passif un filtre constitué en n'utilisant que des résistances, des condensateurs et des bobinages.

Nous indiquerons ci-après quelques notions sur des types simples de filtres passifs passe-bas. Par une méthode dite « transposition de fréquence », on peut passer de ces filtres aux passe-bandes.

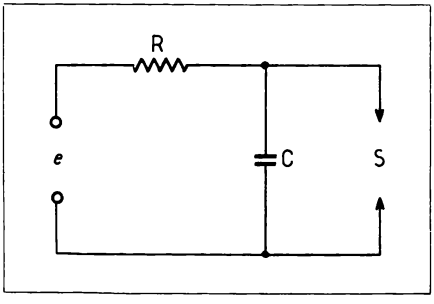


Fig. 7-31. — Un filtre passe-bas R-C a une fréquence « de coupure » 3 dB égale à $0{,}5\pi$ RC; pour cette fréquence, le module de la tension de sortie S est 0,707 fois $(1/\sqrt{2})$ celui de la tension d'entrée.

Filtres passe-bas

Le plus simple est le filtre R-C, tel que le représente la figure 7-31. On sait que ce filtre a une transmission qui est égale (en module) à environ 0,7 pour la fréquence dite « fréquence de coupure F_C », définie par :

$$F_C = \frac{1}{2\pi RC}$$

A cette fréquence, sa transmission est donc de —3 dB (c'est pourquoi on appelle souvent F_C la « fréquence à —3 dB »).

La variation de transmission de ce filtre est assez « molle » : il faut descendre à environ 0,5 F_C pour que l'atténuation ne soit que de 1 dB environ. A la fréquence 2 .F_C, son atténuation est de 7 dB. A la fréquence 5.F_C son atténuation est 14,5 dB...

Pour les fréquences nettement plus élevées son atténuation croît de 6 dB/octave.

Si l'on utilise, pour réaliser un filtre passe-bas, un ensemble comportant un bobinage, nous recommandons vivement d'utiliser le filtre en π adapté sur sa résistance caractéristique et excité à travers un générateur de résistance égale à sa résistance caractéristique, ainsi que le montre la figure 7-32.

Sur cette figure, nous avons supposé que la source *e* n'avait aucune résistance interne : c'est pourquoi nous avons ajouté, en série avec elle, la résistance R (résistance « caractéristique » du filtre). Si la source *e* a une certaine résistance interne *r*, il faut placer, en série avec elle, une résistance de valeur R-*r*.

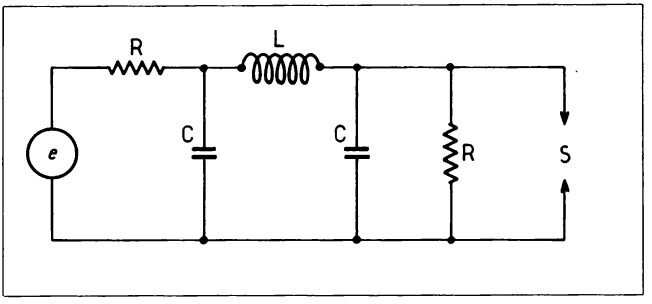


Fig. 7-32. — Filtre passe-bas dérivé en M, attaqué et chargé par son impédance image R (valeur du module de l'impédance de L et de C pour la fréquence dite F_0 dans les calculs).

Les éléments L et C (les 2 condensateurs ont la même capacité) sont choisis de telle sorte que, pour une fréquence F_0, le module de l'impédance du bobinage, soit $2\pi F_0 L$, ainsi que le module de l'impédance de chaque condensateur, soit $\frac{1}{2\pi F_0 C}$, soient tous égaux à R.

Pour exprimer la réponse de ce filtre, nous utiliserons, à la place de la fréquence F, le rapport $x = \frac{F}{F_0}$.

Pour les fréquences très basses, la tension de sortie S est évidemment la moitié de la tension d'entrée *e* : seules, les résistances R (une en série et une en parallèle) agissent : elles constituent un diviseur de tension de rapport 2.

Donc, pour les fréquences suffisamment basses, l'atténuation de ce filtre est constante et égale à 6 dB. C'est par rapport à cette valeur que nous compterons l'atténuation à une fréquence donnée F, correspondant à une valeur définie de *x*.

Il est facile de faire le calcul et de voir que, pour *x* variant de 0 à 0,5 l'atténuation varie à peine, augmentant uniquement de 0,16 dB. Quant *x* augmente encore

et tend vers l'unité, l'atténuation rejoint la valeur qu'elle avait en continu, c'est-à-dire 6 dB par rapport à la transmission totale, ce que nous considérons comme 0 dB, ayant pris le —6 dB comme transmission normale aux fréquences basses.

Quand x arrive à la valeur 1,2, l'atténuation augmente de 0,3 dB. Elle atteint environ 3 dB pour $x = 1{,}6$, puis elle croît assez rapidement : nous trouvons 10 dB pour $x = 2$, 21,6 dB pour $x = 3$, et, au-delà, l'atténuation croît de 18 dB/ octave.

Signalons, en passant, que l'on peut très bien transformer ce filtre de passe-bas en passe-haut en remplaçant L par C et les 2 condensateurs C par un bobinage L, en gardant les mêmes valeurs pour les éléments, et l'on obtient les mêmes atténuations en remplaçant x par son inverse $\frac{1}{x}$.

On voit donc que, avec un bobinage et 2 condensateurs on obtient une coupure beaucoup plus franche qu'avec le simple filtre R-C de la figure 7-31.

La transposition de fréquence

La théorie qui suit, dont nous ne donnerons pas tous les détails ni les démonstrations correspondantes, est due à Roger CHARBONNIER.

Bases théoriques

Elle utilise les remarques suivantes.

Considérons le circuit résonnant amorti de la figure 7-33. Il est accordé sur une fréquence F_0, donnée par les valeurs de L et C. A cette fréquence, l'impédance entre les points (A) et (B) est maximale et égale à R.

Traçons (figure 7-34) la courbe donnant la variation de son impédance en fonction de la fréquence (attention : ici, contrairement à l'habitude, l'échelle des fréquences n'est pas logarithmique, mais *linéaire*).

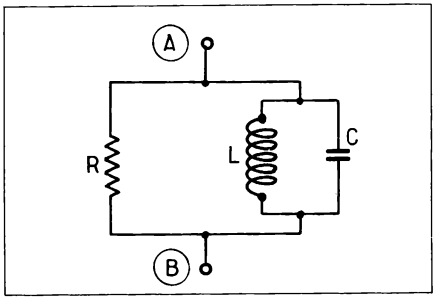


Fig. 7-33. — Circuit dit « bouchon à amortissement parallèle », que l'on étudie pour établir la théorie de la « transposition de fréquence » ou « calcul CHARBONNIER ».

Nous cherchons les valeurs de fréquence pour lesquelles l'impédance du circuit complexe passe par la valeur R_0 inférieure à R. On trouve deux fréquences f_1 et f'_1, de part et d'autre de F_1. On peut démontrer que la moyenne géométrique de ces deux fréquences est égale à F_1, c'est-à-dire que :

$$f_1 f'_1 = (F_1)^2$$

On peut également montrer que la différence $f'_1 - f_1$ ne dépend pas de la valeur du coefficient de self-induction L : elle dépend uniquement de la capacité de C, de la valeur de R et de la valeur de R_0.

Donc, si nous augmentons le coefficient de self-induction L, nous changeons la valeur de la fréquence d'accord du circuit et la courbe de la figure 7-34 subit une

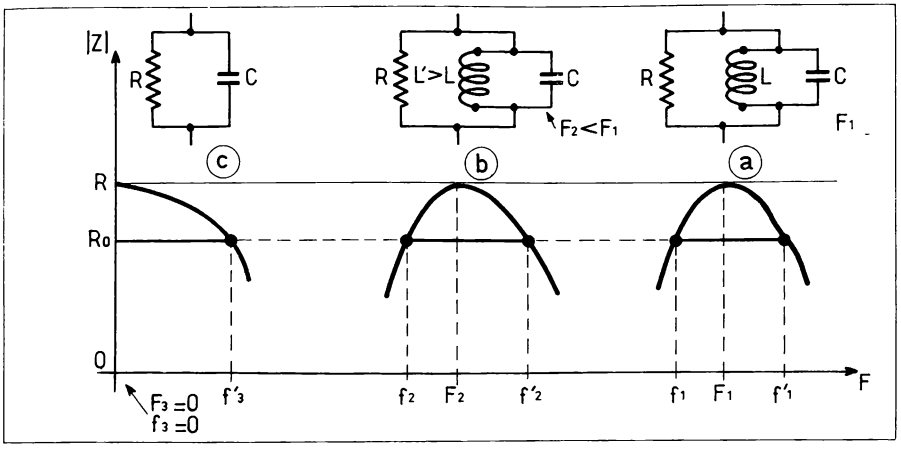


Fig. 7-34. — Base de la transposition de fréquence : les deux fréquences f_1 et f'_1, pour lesquelles l'impédance du circuit de la figure 7-33 passe, en module, par la même valeur R_0, ont la valeur F_1 (résonance de L-C) comme moyenne géométrique, et leur différence ne dépend pas de L. Si l'on augmente L, la fréquence d'accord diminue, mais l'écart $f'_2 - f_2$ reste constant; à la limite, on arrive, avec L'infini (doncs upprimé) au cas (c), qui ne contient plus qu'un seul élément réactif : son étude est bien plus simple.

déformation, passant de la courbe (*a*) à la courbe (*b*). Le maximum d'impédance est toujours égal à R, et, si l'on cherche les fréquences pour lesquelles l'impédance passe par R_0, on trouve deux fréquences f_2 et f'_2, admettant toujours comme moyenne géométrique F_2 (nouvelle fréquence de résonance) et dont la différence n'a pas changé.

Nous pouvons donc faire augmenter encore plus L et faire tendre ce coefficient vers l'infini. Dans ces conditions, cela revient au même que de supprimer L, puisque son impédance est infinie. On obtient alors la courbe (*c*) sur la figure 7-34, relative à l'impédance d'une résistance R en parallèle avec un condensateur C. Maintenant, la « fréquence de résonance » est nulle, de même que la fréquence f inférieure, c'est la fréquence f supérieure qui reste seule : nous avons donc la valeur de cette fréquence supérieure, f'_3, qui est égale à $f'_2 - f_2$ ou à $f'_1 - f_1$.

L'intérêt de cette remarque est le suivant : puisque nous avons obtenu, en augmentant progressivement L, une courbe d'impédance qui gardait certaines propriétés, nous sommes arrivés à trouver, pour une valeur infinie de L, un circuit beaucoup plus simple.

Utilisation

Il reste maintenant à utiliser ce changement en sens inverse, c'est-à-dire en partant du comportement d'un circuit qui ne comporte que R et C, dont l'étude est très simple, pour en déduire celui du circuit de la figure 7-33, accordé sur la fréquence F_1 par le bobinage L. La construction de la figure 7-35 montre comment on y arrive.

Partant de la courbe (*c*), qui est celle de la variation d'impédance d'un circuit ne comportant que R et C en parallèle (donc, très facile à tracer), nous considérons une valeur donnée d'impédance R_0. C'est pour la fréquence f_3, que le circuit qui ne comporte que R en parallèle avec C prend, en module, l'impédance R_0.

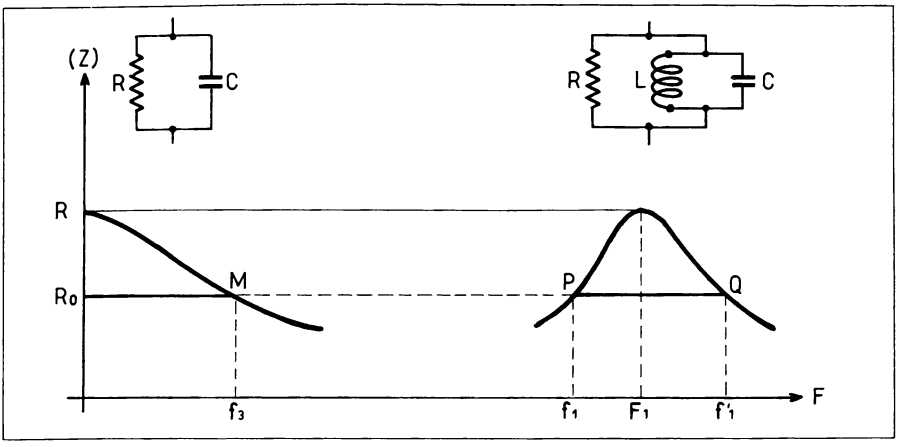


Fig. 7-35. — On utilise maintenant « à l'envers » le résultat donné par la figure précédente. On trace la courbe d'impédance du circuit R-C à partir de la fréquence zéro (tracé extrêmement simple), on en déduit, pour chaque valeur R_0 du module de l'impédance, les deux valeurs f_1 et f'_1 pour lesquelles le circuit obtenu en accordant C sur F_1 par le bobinage L passe par l'impédance R_0 (en module). On construit ainsi, deux points par deux points, la courbe d'impédance de ce circuit : pour chaque valeur R_0 du module de l'impédance, nous avons deux fréquences f'_1 et f_1 telles que :

$$f'_1 - f_1 = f_3$$
$$f'_1 \cdot f_1 = (F_1)^2$$

Si, maintenant, nous accordons le condensateur C, par un bobinage L, sur la fréquence F_1, nous trouverons deux points, (P) et (Q) de la courbe d'impédance du nouveau circuit en sachant que ces deux points ont pour ordonnée R_0, qu'ils sont situés de part et d'autre de la fréquence de résonance F_1, et que les fréquences correspondantes f'_1 et f_1 vérifient les relations ci-dessous :

$$f'_1 - f_1 = f_3, f'_1 f_1 = (F_1)^2$$

Autrement dit, il s'agit de trouver deux valeurs dont on connaît la différence (f_3) et la moyenne géométrique (F_1).

Ainsi, nous construirons point par point la courbe d'impédance du circuit de la figure 7-33 en partant de celle d'un circuit qui ne comporte qu'une résistance R shuntée par un condensateur C.

Il est à remarquer que, pour les deux points (P) et (Q), le déphasage apporté par le circuit par rapport à la tension qui lui est appliquée passe par deux valeurs opposées.

Envisageons maintenant le circuit résonnant série amorti de la figure 7-36. Une étude analogue permet de montrer comment sa courbe d'impédance se déforme quand on change la fréquence de résonance en augmentant la capacité du condensateur C.

Nous avons le même résultat que précédemment : les deux fréquences pour lesquelles ce circuit passe par l'impédance R_1 (supérieure à la valeur R, minimum d'impédance correspondant à la résonance à la fréquence F_1) présentent entre elles les relations suivantes :

$$f_1 f'_1 = (F_1)^2, f'_1 - f_1 \text{ indépendant de C}$$

Nous pouvons donc tracer la courbe de réponse du circuit de la figure 7-36 à partir de celle du circuit qui correspond à un condensateur de capacité infinie, donc remplacé par un court-circuit.

A partir de la courbe d'impédance du circuit ne contenant que L en série avec R, nous en déduirons la courbe de réponse du circuit résonnant série amorti par la même construction graphique que sur la figure 7-35.

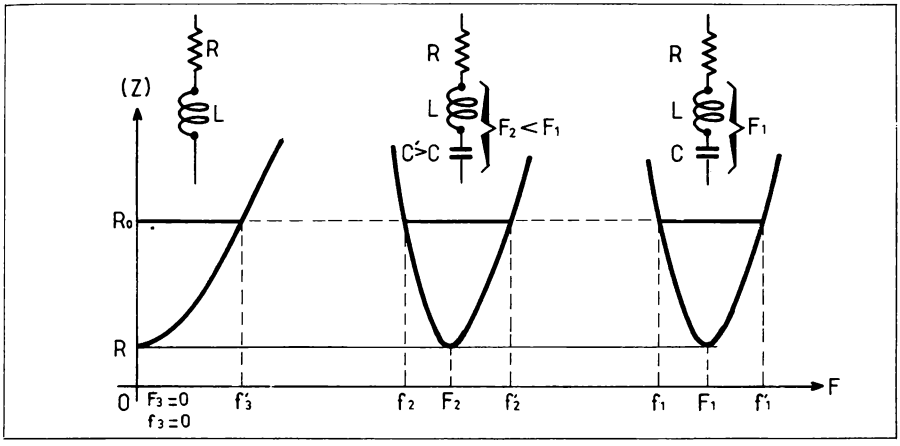


Fig. 7-36. — Établissement de la base du « calcul CHARBONNIER » pour la théorie de la transposition de fréquence dans le cas d'un circuit résonnant série amorti. Si l'on fait varier la valeur de C, on modifie la courbe, on change la valeur de la fréquence de résonance F, mais on a toujours :

$$f'_1 - f_1 \text{ indépendant de C, } f'_1 \cdot f_1 = (F_1)^2$$

A la limite, avec C infini (donc supprimé), on n'a plus que L en série avec R, très facile à étudier.

Il en résulte la méthode générale d'utilisation de cette transposition :

1° on part d'une structure connue de filtre, ne comportant que des résistances, des condensateurs et des bobinages, dont on connaît le comportement depuis une fréquence zéro jusqu'à une certaine fréquence donnée;

2° on transforme cette structure en remplaçant chaque condensateur par un circuit résonnant accordé (c'est-à-dire que l'on place en parallèle sur chaque condensateur un bobinage qui accorde ce dernier sur une fréquence F_0), et l'on remplace chaque bobinage par un circuit résonnant série (c'est-à-dire que l'on place en série avec chaque bobinage un condensateur C qui accorde ce dernier sur une fréquence, toujours la même, F_0).

3° connaissant la réponse du circuit initial (sans addition de bobinages en parallèle avec les condensateurs, ni de condensateurs en série avec les bobinages), on en déduit la courbe de réponse du nouveau circuit « transposé » par la construction indiquée sur la figure 7-35.

Nous ne donnerons qu'un seul exemple, cette théorie étant très riche en applications pratiques, pour lesquelles les lecteurs trouveront facilement le calcul correspondant.

Nous partons tout simplement du filtre passe-bas de la figure 7-32. Nous en connaissons sa courbe de réponse, c'est celle qui figure en trait pointillé sur la figure 7-37.

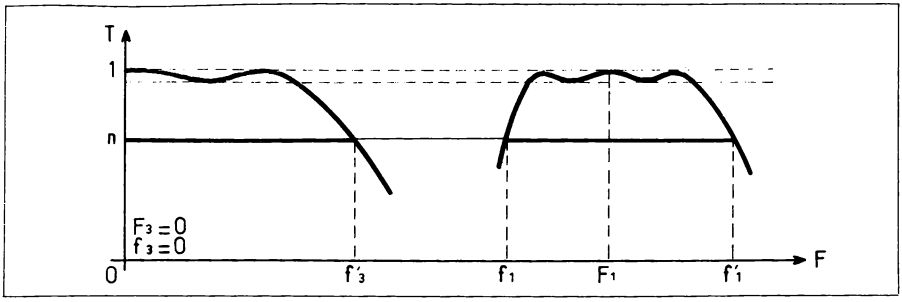


Fig. 7-37. — A partir de la courbe de réponse du filtre passe-bas de la figure 7-36 (à gauche), étudiée à partir de la fréquence zéro, on va, par transposition de fréquence, établir la courbe de réponse du filtre passe-bande que l'on va réaliser par transposition de fréquence.

Nous « transposons » le filtre de la figure 7-32 (qui est un passe-bas) en un filtre passe-bande ainsi que l'indique la figure 7-38.

Rappelons que nous avons ajouté, en série avec le bobinage L, un condensateur C_1, le circuit L-C_1 étant accordé sur une fréquence F_0. De même, nous avons ajouté, en parallèle sur chacun des condensateurs C, un bobinage L_1, chaque circuit L_1-C étant accordé sur la même fréquence F_0.

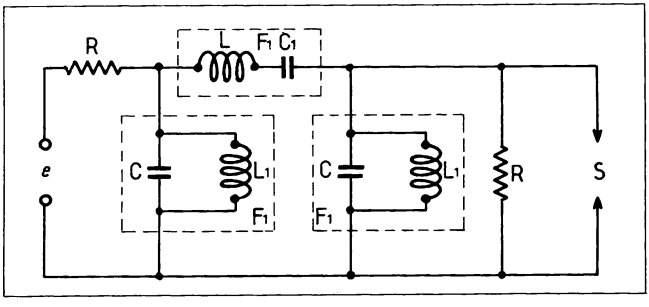


Fig. 7-38. — Structure du filtre passe-bande réalisé par transposition de fréquence à partir du filtre passe-bas de la figure 7-32, en accordant le bobinage L par C_1 série sur la fréquence F_1 et chaque condensateur par L_1 parallèle sur la même fréquence F_1. La courbe de réponse de ce filtre est toute tracée par transposition; son étude directe, sans l'emploi du « calcul CHARBONNIER » aurait été extrêmement difficile.

L'étude directe du filtre de la figure 7-38 serait très complexe; son étude par transposition de fréquence est extrêmement simple, puisque l'on se ramène à celle d'un circuit dans lequel on a supprimé un élément réactif sur deux.

La théorie des filtres passifs est extrêmement complexe. Les ouvrages spécialisés traitant de la question sont innombrables et nous y renvoyons les lecteurs que cette étude intéresse.

Néanmoins, étant donné tous les inconvénients que présentent les bobinages, et que nous verrons plus loin, on préfère, quand c'est possible, réaliser des filtres qui ne comportent pas de bobinages.

Les filtres actifs

La catégorie de filtres que nous allons étudier maintenant utilisent des amplificateurs. Le but de ces réalisations est de permettre des filtres divers, ayant des caractéristiques très intéressantes, sans utiliser de bobinages.

Les imperfections des bobinages

En effet, le bobinage est souvent la « bête noire » de l'électronicien. Alors qu'un condensateur se rapproche de très près de l'élément « C » idéal du schéma, le bobinage a un rapport beaucoup plus lointain avec l'élément « L » idéal du schéma.

En effet, tout bobinage présente une résistance parasite en courant continu. En outre, il a automatiquement une capacité répartie parasite, qui présente des résonances désagréables. En plus, si l'on désire un coefficient de self-induction élevé, on est souvent amené à utiliser un noyau magnétique dont les propriétés sont éventuellement assez désagréables.

Enfin, ce bobinage est assez encombrant, cher, et il se trouve souvent jouer le rôle, tout à fait indésirable, de « capteur de champ magnétique ». Autrement dit, si des champs magnétiques parasites alternatifs sont produits au voisinage du bobinage, ils induiront dans ce dernier des tensions parasites souvent fort désagréables.

Le but des « filtres actifs » est de réaliser des « amplificateurs-filtres » qui ne comportent, en dehors des amplificateurs, que des résistances et des condensateurs, dont les propriétés sont très bien définies.

Filtre actif passe-bas

Nous donnerons tout de suite un exemple de filtre actif passe-bas relativement simple : c'est celui dont le schéma est indiqué sur la figure 7-39. On voit que l'amplificateur opérationnel, en raison de sa contre-réaction tension-tension, amplifie dans le rapport G la tension appliquée à son entrée, soit au point (A).

La tension de sortie est appliquée au point (F).

Avant de donner la formule indiquant le transfert de ce filtre, nous commencerons par expliquer *qualitativement* comment il fonctionne. Nous prendrons le cas plus simple où le gain de l'amplificateur est égal à l'unité (la résistance (G-1) × R′ est donc nulle).

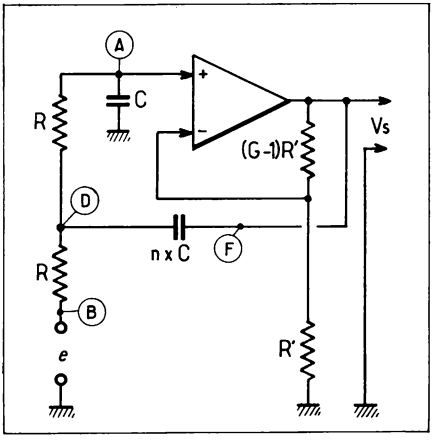


Fig. 7-39. — Filtre actif passe-bas réalisé au moyen d'un amplificateur opérationnel. Avec un gain unité soit (G-1)R′ = 0, R′ = infini, il faudrait prendre $n = 2$ pour avoir la réponse dite « de BUTTERWORTH ».

Pour les fréquences très basses appliquées en e, les impédances des deux condensateurs doivent être considérées comme infinies par rapport à R : nous trouverons donc le même potentiel aux points (B), (D), et (A). Nous trouverons donc le même potentiel en sortie, donc au point (F).

Puisqu'il y a la même composante alternative au point (D) et au point (F), il n'y a pas de tension aux bornes du condensateur N $\times$ c. Ce condensateur ne joue donc aucun rôle, et tout se passe comme s'il n'existait pas : l'ensemble se comporte donc comme un filtre analogue à celui de la figure 7-31, (mais avec une résistance 2 $\times$ R), suivi d'un amplificateur de gain unité.

Accroissons maintenant la fréquence : le filtre constitué par les deux résistances R en série et le condensateur C commence à introduire une atténuation au point (A) : en ce point, le potentiel varie moins qu'en (B). La tension de sortie V_s est donc réduite, et la variation de potentiel de (F) est réduite : le condensateur $n \times C$ commence donc à jouer un rôle.

On voit que l'on a ainsi réalisé un système dans lequel l'atténuation apportée par $n \times C$ commence à se faire sentir dès que l'atténuation faite par les deux résistances R et le condensateur C se fait également sentir. C'est cela qui fait que la variation de transmission sera beaucoup plus rapide en utilisant l'amplificateur.

Formules

Le calcul de l'atténuation de ce filtre n'est pas difficile; il est simplement assez long. Nous en donnerons directement le résultat en indiquant le rapport entre la tension d'entrée e et le quotient de la tension de sortie V_s par le gain G. Ce rapport, égal à l'unité pour les fréquences faibles, augmente quand la fréquence augmente : il indique l'atténuation du filtre. Le rapport en question vaut :

$$\frac{e}{\frac{V_s}{G}} = 1 - nx^2 + j[2 + n(1 - G)]x \quad \text{avec} \quad j = \sqrt{-1}$$

où la variable réduite x, proportionnelle à la fréquence, désigne le produit $x = R\,C\,\omega = 2\,\pi\,R\,C\,F$

En possession de cette formule, il est facile de calculer d'abord la condition pour obtenir ce que l'on appelle une réponse « de BUTTERWORTH », c'est-à-dire une réponse du filtre dans laquelle l'atténuation croît toujours avec la fréquence, mais le plus lentement possible. La condition « de BUTTERWORTH » s'écrit pour ce filtre :

$$(G - 1)^2\,n^2 + 2\,(1 - 2G)\,n + 4 = 0$$

En particulier, cette condition nous donne $n = 2$ pour $G = 1$.

Si l'on trace maintenant sur une même courbe (avec une abscisse logarithmique en fréquences et une ordonnée en décibels) les différentes courbes de réponses possibles pour le filtre actif de la figure 7-39, avec, par exemple, un gain $G = 1$ en fonction de la valeur de n, on trouve les résultats indiqués sur la figure 7-40.

La courbe indiquée pour $n = 0$ est donnée à titre de référence : elle correspond au cas où nous n'avons pas un filtre actif, mais simplement un circuit passe-bas, avec une résistance 2 $\times$ R et un condensateur C : nous aurons -3 dB pour $x = 0{,}5$, puis, plus loin, une pente de -6 dB/octave.

La réponse optimale est, comme nous l'avons vu, obtenue pour $n = 2$. On voit que, dans ces conditions, la réponse est beaucoup plus plate jusqu'à $x = 0{,}5$ (où il n'y a que 1 dB d'atténuation pour le filtre actif), puis que l'augmentation de l'atténuation est beaucoup plus rapide ensuite (elle arrivera à 12 dB/octave).

A titre indicatif, nous avons donné la réponse d'un filtre dans lequel n est pris égal à 3. On voit que l'on a, autour de $x = 0{,}3$ un renforcement, au lieu d'une atténuation (ce renforcement est limité à environ 0,5 dB); pour une valeur un peu plus élevée de x, voisine de 1/2, on repasse par la transmission 0 dB puis on redescend plus vite (la descente sera finalement de 12 dB/octave comme dans le cas n = 2).

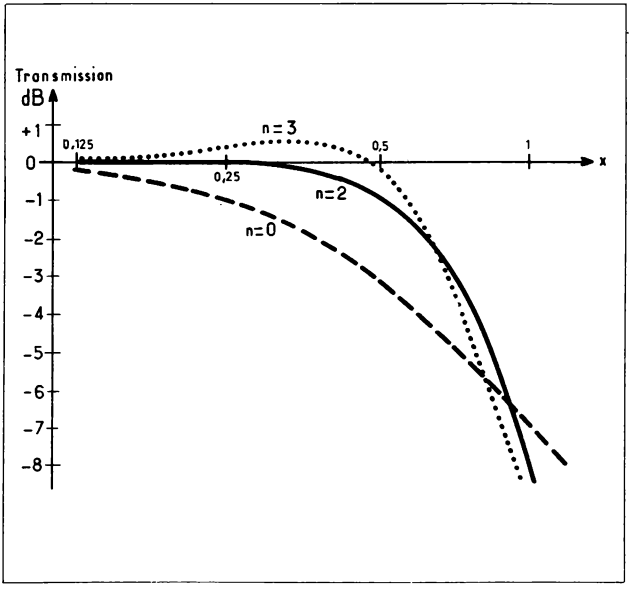


Fig. 7-40. — Les différentes courbes de réponse du filtre actif de la figure 7-39, en fonction de la valeur de n, en supposant le gain G égal à l'unité. La réponse « de BUTTERWORTH » (la plus plate, sans remontée) correspond à $n = 2$, une valeur supérieure de n élargit la bande, mais il y a une fluctuation du gain.

Cette dernière réponse, avec $n = 3$, n'est plus du type « de BUTTERWORTH » : l'atténuation est d'abord négative puis redevient positive. On peut éventuellement utiliser une valeur de n comprise entre 2 et 3 pour obtenir, moyennant un certain renfoncement dans les fréquences moyennes, une coupure relativement raide. En général, on préfère la réponse « de BUTTERWORTH ».

Il existe de nombreuses autres versions de filtres actifs passe-bas. En particulier, en utilisant plusieurs amplificateurs opérationnels, on arrive à obtenir une réponse avec une coupure à 18 dB/octave. Les lecteurs que la question intéresse pourront consulter des ouvrages qui donnent toutes les indications nécessaires pour la réalisation de ces filtres.

Signalons qu'il y a une technique assez répandue qui consiste à n'utiliser exclusivement que des amplificateurs de gain unité, pour pouvoir les remplacer par un simple étage collecteur commun, quand on désire obtenir une réponse beaucoup plus large en fréquence que celle que permettent les amplificateurs opérationnels classiques.

Les gyrateurs

Sans entrer dans le détail, nous donnons ici une idée d'une possibilité technique offerte par les amplificateurs opérationnels.

Le montage de la figure 7-41 s'appelle un « gyrateur »; il utilise deux amplificateurs, qui ne sont pas exactement des amplificateurs opérationnels classiques, mais des amplificateurs de « transconductance », c'est-à-dire qui donnent un *courant* de sortie proportionnel à la *tension* d'entrée. Ils ne consomment à l'entrée, comme les amplificateurs opérationnels classiques, qu'un courant pratiquement négligeable.

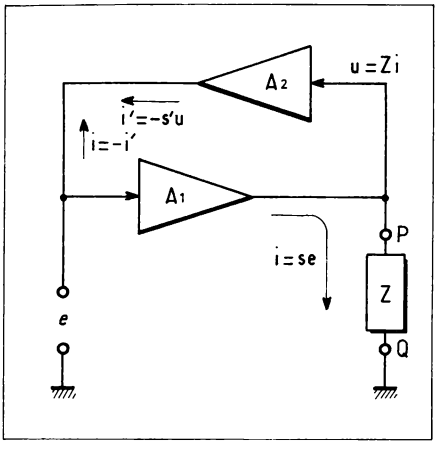


Fig. 7-41. — Si l'on réalise ce montage avec deux « amplificateurs de transconductance » (donnant un courant de sortie proportionnel à la tension d'entrée), on obtient un « gyrateur » : l'impédance apparente présente à l'entrée, soit e/i', est proportionnelle à l'inverse de l'impédance du « dipôle », Z, placé en sortie. Si ce « dipôle » est un condensateur, l'entrée se comporte donc comme un bobinage « parfait » entre entrée et masse. On évite ainsi l'utilisation de bobinages (toujours relativement imparfaits) et on n'utilise plus que des résistances, condensateurs et amplificateurs pour réaliser des filtres, même et surtout aux fréquences très basses.

Leurs sorties sont du type « source de courant », c'est-à-dire de résistance interne infinie. Le premier, A_1, reçoit la tension e et fournit, à sa sortie, un courant $i = s\,e$; ce courant traverse le dipôle d'impédance Z, placé entre les points (P) et (Q), (ce « dipôle » est placé à l'extérieur de l'ensemble des deux amplificateurs). Aux bornes de ce dipôle, nous obtenons donc une tension :

$$u = \mathrm{Z}\,i$$

(nous précisons bien que tout ceci est noté avec des variables complexes, pour pouvoir raisonner avec des impédances et non seulement avec des résistances).

La tension u est appliquée à l'entrée d'un second amplificateur de transconductance, A_2, analogue à A_1, mais ayant une transconductance (ou pente) négative : il donne, en sortie, un courant :

$$i' = -\,s'\,u$$

C'est la source e qui doit fournir ce courant i'. Or, si l'on regarde la valeur de u, on en déduit que :

$$i' = -\,s'\,\mathrm{Z}\,i = -\,s'\,s\,\mathrm{Z}\,e$$

La source e doit fournir un courant $-i'$, ce qui montre que tout se passe comme si le montage présentait, vu depuis l'entrée e, une impédance égale à :

$$\frac{e}{i'} = \frac{1}{ss'\mathrm{Z}}$$

Les grandeurs s et s' ont chacune la dimension de l'inverse d'une résistance. On peut donc exprimer l'impédance d'entrée du montage sous la forme :

$$Z_i = \frac{(R\gamma)^2}{Z} \text{ en posant } (R\gamma)^2 = \frac{1}{ss'}$$

Donc, l'impédance vue de l'entrée est proportionnelle à l'inverse de l'impédance du dipôle placé en sortie, et c'est là la clef de l'intérêt du montage.

En particulier, si l'on place en sortie, entre les points (P) et (Q), un condensateur dont l'impédance s'exprime par :

$$Z = \frac{1}{jC\omega} \text{ (avec } j = \sqrt{-1}),$$

on trouvera, à l'entrée, une impédance qui s'exprime sous la forme :

$$Z_i = j\,(R\gamma)^2\,\omega = j\,L\,\omega \text{ en posant } L = C\,(R\gamma)^2$$

Donc, vu de l'entrée, ce circuit se comporte exactement comme un bobinage dont le coefficient de self-induction serait L.

C'est là que réside l'intérêt de l'emploi du gyrateur : il permet d'obtenir l'équivalent d'un bobinage, sans avoir un bobinage physiquement réalisé. Si le condensateur C, placé en sortie, est de bonne qualité, nous avons, à l'entrée, l'équivalent d'un bobinage dont le coefficient de self-induction est $L = C\,(R\gamma)^2$, pouvant avoir un facteur de qualité considérable, dans des conditions totalement irréalisables au moyen de fils enroulés, avec ou sans noyau magnétique.

Ainsi, le gyrateur de la figure 7-41, avec un condensateur en sortie entre les points (P) et (Q), et un autre condensateur à l'entrée en parallèle sur l'entrée de l'amplificateur A_1, se comporte comme un circuit résonnant de très haute surtension. On utilisera donc cet ensemble pour constituer des filtres passe-bande si on souhaite utiliser le gyrateur.

Les amplificateurs « de transconductance » ne sont pas très classiques dans les amplificateurs opérationnels. L'emploi d'amplificateurs opérationnels classiques et d'un réseau de résistances permet de s'y ramener, comme on pourra le voir en consultant les ouvrages, décrivant des montages dont l'étude nous entraînerait trop loin.

Les filtres actifs passe-bande et coupe-bande

Au moyen d'autres techniques utilisant toujours les amplificateurs opérationnels et des résistances et condensateurs, on arrive à obtenir des filtres actifs passe-bande et coupe-bande ayant des performances intéressantes. En particulier, ils sont spécialement recommandés quand on veut obtenir des fréquences d'accord (ou de réjection) particulièrement basses, qui auraient nécessité l'emploi de bobinages de très grand coefficient de self-induction, donc, en général, de faible qualité.

Nous n'en donnerons pas les schémas, tant il y a de variétés de filtres possibles. Nous renvoyons les lecteurs que la question intéresse aux ouvrages spécialisés.

Indiquons seulement un point important, qui est un avantage de plus des filtres actifs : il est souvent possible de modifier la fréquence de coupure, ou la bande d'un filtre actif en agissant sur la valeur d'une résistance.

Comme on peut remplacer cette dernière par le canal d'un transistor à effet de champ plus ou moins polarisé, on arrive ainsi à faire un « filtre à accord électronique », c'est-à-dire un filtre dont les caractéristiques (fréquence d'accord, ou de coupure, bande passante...) peuvent être modifiées en agissant sur une ou plusieurs tensions.

C'est ainsi que l'on réalise, pour certaines applications, des filtres dits « à accord automatique », sorte de filtres passe-bande à bande étroite, qui s'accordent eux-mêmes sur la fréquence qu'on leur envoie. Ce type de filtre est précieux pour ramener à une forme d'onde sinusoïdale toute tension périodique de forme quelconque.

Il existe beaucoup d'autres systèmes d'amplificateurs sélectifs, en particulier les modèles classiques n'utilisant pas de filtres actifs : on peut très bien employer des circuits résonnants, surtout quand il s'agit de filtres à fréquences élevées.

Signalons également la possibilité de réaliser des filtres passe-bande en utilisant des résonances mécaniques, comme les filtres céramique. Il y a également la catégorie des systèmes dits « à ondes de surface », qui utilisent la propagation d'ondes acoustiques dans de petites surfaces, accordées pour des résonances déterminées.

Étant donné que les études des filtres non-actifs se trouvent dans des quantités d'ouvrages, nous conseillons au lecteur de se reporter à ces derniers s'il désire des explications complémentaires sur ce sujet.

CHAPITRE 8

Transformations non-linéaires

Cette partie sera relativement vite traitée, car nous en avons déjà abordé l'essentiel à propos des différents emplois des multiplieurs (page 80).

Alors que, dans l'amplification, nous souhaitions obtenir une tension de sortie qui soit une fonction aussi linéaire que possible de la tension d'entrée, nous essayons maintenant de traiter un signal suivant une loi qui n'est plus linéaire.

Nous avons déjà vu des transformations de cette espèce, à propos de la conversion linéaire-exponentielle ou linéaire-logarithmique, ou quadratique (page 90).

Les transformations que nous allons envisager maintenant visent à extraire d'un signal une partie de ce dernier.

Nous chercherons, par exemple, à ne garder que la partie d'un signal correspondant à une tension supérieure, ou inférieure, à un seuil donné : c'est ce que l'on appelle l'écrêtage, ou, quelquefois, la détection.

Nous chercherons aussi à obtenir éventuellement une tension de sortie proportionnelle à la valeur absolue de la tension d'entrée : c'est la « détection double alternance ».

Évidemment, les organes clefs de ces transformations seront des diodes. Mais, pour en obtenir le maximum d'efficacité, nous leur adjoindrons, généralement, des dispositifs actifs qui en améliorent les caractéristiques.

8-1. — ÉCRÊTAGE

On nomme écrêtage la transformation qui consiste à supprimer toute la partie d'un signal correspondant à une tension supérieure à un seuil donné a, ainsi que le montre la figure 8-1. La courbe en pointillé montre la forme d'onde relative à la tension d'entrée, la courbe en trait plein est la tension de sortie, identique à la

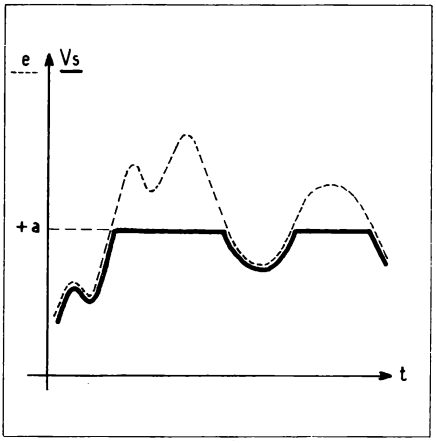


Fig. 8-1. — Un montage « écrêteur » (clipping) permet de ne transmettre le signal d'entrée que pour la partie de ce signal qui correspond à une tension inférieure à un certain seuil *a*.

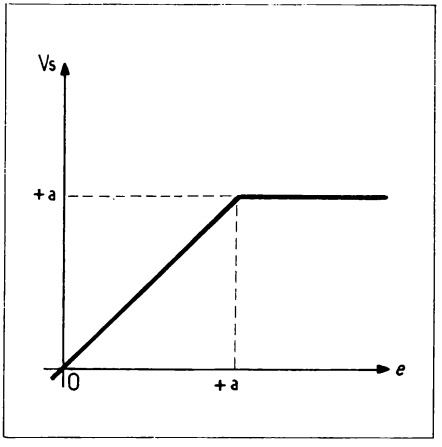


Fig. 8-2. — La courbe de « transfert », entre la tension d'entrée *e* et la tension de sortie V_s d'un montage écrêteur, doit se présenter comme ci-dessus, avec un angle vif pour $e = a = V_s$.

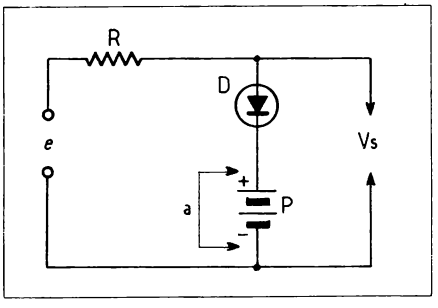


Fig. 8-3. — On peut réaliser un écrêteur avec une simple diode, mais cela n'est valable que pour des tensions assez élevées : l'entrée en conduction d'une diode n'est pas très rapide pour la polarisation positive.

tension d'entrée, quand celle-ci est inférieure à *a*, égale à *a* si la tension d'entrée dépasse cette valeur.

Autrement dit, ce que nous souhaitons obtenir comme relation entre la tension de sortie V_s et la tension d'entrée *e* est une courbe analogue à celle que représente la figure 8-2.

Il est bien évident que l'on arrive à quelque chose d'analogue par le montage très simple de la figure 8-3 : tant que la tension *e* est inférieure à la force électro-

motrice a de la pile P, la diode D est bloquée. Dans la mesure où l'on ne consomme, sur la sortie V_S, qu'un courant relativement faible, on a :

$$V_S = e$$

Maintenant, si e dépasse la valeur a, la diode devient conductrice et V_S est limité à la valeur a.

On pourrait d'ailleurs simplifier encore le système en remplaçant la pile P et la diode D par une diode Zener dont la tension de seuil est égale à a (mais il ne faudrait pas oublier que, pour une tension négative, la diode Zener devient conductrice pour environ — 0,6 V appliqués à ses bornes : « pour être Zener, on n'en est pas moins diode... »).

Ce système est assez bon mais présente cependant deux inconvénients importants :

— la présence de la résistance R fait que, comme nous l'avons dit, on ne doit consommer à la tension de sortie V_S qu'un courant relativement faible;

— les diodes n'ont pas une caractéristique idéale, totalement bloquées pour toutes tensions inverses et conductrices comme un simple fil de cuivre dès que la tension directe est positive, si faible soit-elle.

En fait, c'est surtout cette seconde caractéristique qui va nous gêner. La courbe courant-tension d'une diode est du type de celle qu'indique la figure 8-4 : c'est autour de 0,6 V que le courant devient important, mais la chute de tension augmente et peut atteindre presque 1 V pour les courants très forts, alors que le courant dans la diode n'est pas encore nul pour une tension directe de 0,5 ou même 0,4 V.

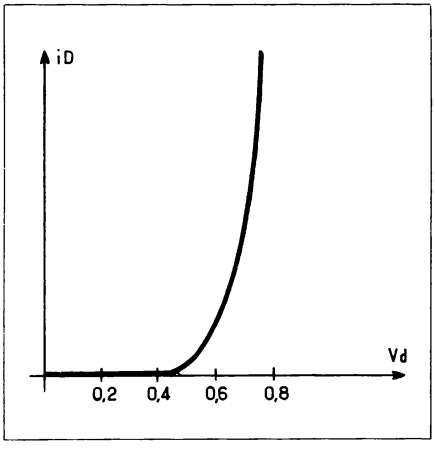


Fig. 8-4. — La caractéristique courant/tension d'une diode en sens passant, si on l'examine en détail, montre un « seuil » de conduction et une courbure notable de la caractéristique. C'est ce qui fait que le montage à diode de la figure 8-3 ne convient pas pour l'écrêtage à seuil faible.

Ce fait se traduira, sur la courbe de la figure 8-2 par un arrondissement de ce qui devrait être un angle vif entre la partie en biais et la partie horizontale de la courbe.

Les ennuis venant de la caractéristique de la diode vont affecter une portion de quelques dixièmes de volts. Ils ne seront donc pas graves si la tension de seuil a est élevée et si l'amplitude du signal à l'entrée est grande : écrêter, par exemple, des signaux d'une amplitude crête-crête de 30 V à un niveau de 12 V se fera très bien par le montage de la figure 8-3; il sera seulement préférable de placer en sortie un montage abaisseur d'impédance, pour s'affranchir des difficultés inhérentes à la présence de la résistance R, agissant comme une résistance interne pour la tension V_S, considérée comme source.

Il n'en va plus du tout de même si nous voulons écrêter avec un seuil faible (de l'ordre du volt ou moins) une tension dont l'amplitude crête-crête est petite. Dans ces conditions, le seuil de la diode et la courbure de sa caractéristique vont nous gêner beaucoup.

Le « redressement parfait »

Nous allons alors employer un étage amplificateur pour éliminer cet inconvénient. Le principe (assez simplifié) du système est indiqué sur la figure 8-5.

Tant que la tension d'entrée e est inférieure au seuil a, l'amplificateur opérationnel A est en saturation haute : puisqu'il ne peut pas maintenir son entrée « — »

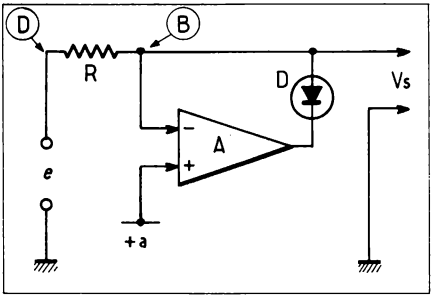


Fig. 8-5. — En utilisant un amplificateur opérationnel, on arrive à un écrêtage presque parfait : le « seuil » de la diode se trouve divisé par la valeur du gain en boucle ouverte de l'amplificateur. Cependant, la sortie de l'amplificateur se trouve en « saturation haute » quand $e < a$, elle doit donc varier beaucoup quand e franchit le seuil a, ce fait limite un peu la vitesse d'entrée en action de l'écrêtage.

au même potentiel (a) que son entrée « + », il est saturé et sa sortie est au potentiel le plus haut. Nous supposons, bien entendu, que ce potentiel maximal est supérieur à $+a$. Dans ces conditions, la diode D est évidemment bloquée et l'on a :

$$V_S = e$$

Maintenant, si e a tendance à dépasser, même d'une fraction de millivolt, la valeur a, la tension à l'entrée de l'amplificateur s'inverse : sa tension de sortie a donc tendance à descendre, et cela jusqu'à ce que la diode D devienne conductrice. La boucle de contre-réaction est maintenant fermée par la diode D.

Dès que e est supérieur (même d'une fraction de millivolt) à a, le potentiel de la sortie de l'amplificateur opérationnel descend à la valeur nécessaire pour maintenir $V_S = a$. Même si la diode nécessite un « seuil direct » important (c'est-à-dire qu'il lui faut appliquer plusieurs dixièmes de volt en sens passant pour la rendre conductrice), l'amplificateur « s'arrangera » pour adapter sa tension de sortie à la valeur requise pour maintenir la tension V_S rigoureusement égale à a.

Autrement dit, nous n'utilisons plus la diode comme dans le montage de la figure 8-3, où D servait à la fois d'organe de comparaison entre e et a et d'organe d'écrêtage. Maintenant, les rôles sont séparés : c'est l'amplificateur opérationnel qui est l'organe de comparaison, la diode D étant uniquement un commutateur bloqué dans le sens inverse et conducteur (plus ou moins bon) dans le sens direct.

Avec le montage de la figure 8-5, nous nous approchons très près de la caractéristique de la figure 8-2 : l'écrêtage est parfaitement franc.

Nous rencontrerons toutefois deux difficultés :

— la résistance est toujours présente en série avec la source de tension constituée par la sortie V_S quand $e < a$;

— l'amplificateur opérationnel ne répond généralement pas très vite, surtout au moment où e passe d'une valeur inférieure à a à une valeur égale à ce seuil.

Ce dernier point mérite d'être étudié de plus près. En effet, nous avons dit que, quand $e < a$, A est en saturation haute : la tension de sortie de A est à son maximum.

Ainsi, dès que e franchit la valeur a, l'amplificateur opérationnel doit donc provoquer un changement de sa tension de sortie, depuis sa valeur maximale positive, jusqu'à une valeur un peu inférieure à a, c'est-à-dire un changement assez brusque. La tension de sortie peut être, par exemple, de +12 V quand A est en saturation haute, et devoir descendre à +2,4 V, si nous voulons écrêter à $a = 3$ V.

Montage amélioré

Or, nous avons vu (page 105) que la variation de la tension de sortie d'un amplificateur opérationnel prenait un temps d'autant plus grand que cette variation était plus importante : c'est la limitation introduite par le « slew rate ». Nous avons donc intérêt, pour accélérer le processus d'écrêtage, à faire en sorte que la variation de potentiel de la sortie de A, au moment où l'écrêtage commence, soit aussi faible que possible. On y arrive par le montage de la figure 8-6. Dans ce montage, la résistance R′ est considérée comme presque infinie par rapport à R.

Nous reconnaissons, dans ce nouveau montage, des éléments de la figure 8-5, la diode D et la résistance R assurent l'écrêtage, empêchant le potentiel du point (B) de dépasser la valeur a.

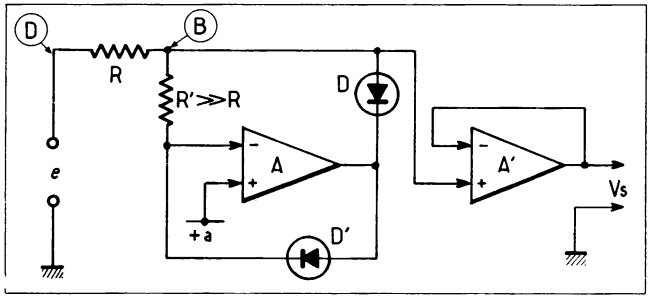


Fig. 8-6. — Perfectionnement du montage de la figure 8-5, limitant l'excursion de tension de la sortie de l'amplificateur lors du recoupement de *a* par la tension d'entrée : la vitesse est augmentée.

Mais il y a maintenant quelque chose de nouveau : quand la tension e est inférieure à a, le potentiel du point (B) est, lui aussi, inférieur à a. L'amplificateur A a donc tendance à se mettre en régime de saturation haute. Il n'y arrive cependant pas, car la diode D′ se met à conduire dès que la tension de sortie de A dépasse un petit peu la valeur a. La tension de sortie de A se maintiendra donc à une valeur légèrement supérieure à a, la différence étant juste ce qu'il faut pour rendre conductrice la diode D′.

Il en résultera, bien sûr, un très faible courant allant depuis l'entrée « — » de A vers le point (B), puisque le potentiel de ce dernier est inférieur à a, donc, à fortiori, inférieur à celui de l'entrée « — ». Ce courant retournera vers la source e à travers la résistance R. Mais, comme nous l'avons précisé, R′ est de valeur très élevée : l'intensité de ce courant est très faible. D'autre part, R est faible, donc le passage de ce courant dans R n'entraînera qu'une chute de tension pratiquement négligeable aux bornes de cette résistance : nous pourrons dire que le potentiel du point (B) reste pratiquement égal à celui du point (D).

Donc, dès que le potentiel du point (D) dépasse, même très peu, la valeur a, le sens du courant dans R′ s'inverse, et le processus d'écrêtage que nous avons décrit

plus haut intervient. Mais, maintenant, la variation de potentiel de la sortie de A n'est que d'environ deux fois le seuil d'une diode : cette sortie va varier en potentiel juste ce qu'il faut pour bloquer D′ et rendre D conductrice. Il s'agit maintenant d'une variation faible, de l'ordre du volt, qui se fera beaucoup plus vite que la grande variation de tension requise par le montage de la figure 8-5 qui utilisait A à la saturation haute avant l'écrêtage.

L'amplificateur « suiveur » (de gain unité en tension) A′ est simplement destiné à supprimer les inconvénients inhérents à la présence de la résistance R : la tension de sortie V_S est maintenant fournie par une source de résistance interne négligeable, elle est devenue « imperturbable » (au sens étymologique du mot : insensible aux perturbations).

Si, malgré cet accroissement de vitesse, la réponse du système s'avérait encore trop lente, du fait de la limitation en fréquence de l'amplificateur A, on pourrait être amené à remplacer ce dernier par un montage en composants discrets, dont le gain de boucle serait évidemment beaucoup plus faible, mais qui pourrait présenter une vitesse de réponse beaucoup plus grande. N'oublions pas que le rôle de l'amplificateur opérationnel est, comme on le verra avec un peu plus de précision dans l'étude de la détection, de diviser le seuil direct de la diode par le gain en tension en boucle ouverte de l'amplificateur. Même si ce gain n'était que de 100, cela constituerait déjà une très importante amélioration par rapport au montage de la figure 8-3. Il va de soi qu'il est très facile d'écrêter toute valeur *inférieure* à un seuil *b* : on utilise les montages des figures 8-3, 8-5 ou 8-6, en inversant simplement les sens des diodes.

Si l'on désire réaliser un écrêtage au-dessus d'un seuil *a* et au-dessous d'un seuil *b* (inférieur à *a*), il suffit d'utiliser deux fois de suite le montage de la figure 8-5 ou le montage de la figure 8-6. On peut, toutefois, apporter une certaine simplification à l'ensemble : c'est ainsi que l'on pourra, dans le cas de la figure 8-6, utiliser un seul amplificateur de gain unité, tel que A′, en sortie. Pour le montage de la figure 8-3, on n'aura qu'une seule résistance R; il faudra deux diodes et deux sources de tensions telles que P.

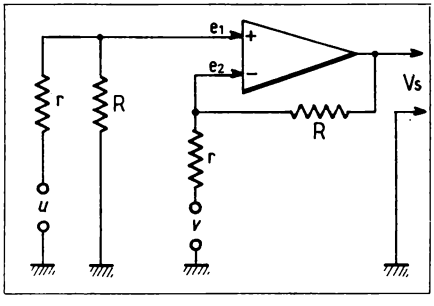


Fig. 8-7. — Amplificateur « de différence » : la tension de sortie V_S est proportionnelle à $u - v$, elle n'est pas sensible à la valeur commune de *u* et de *v*.

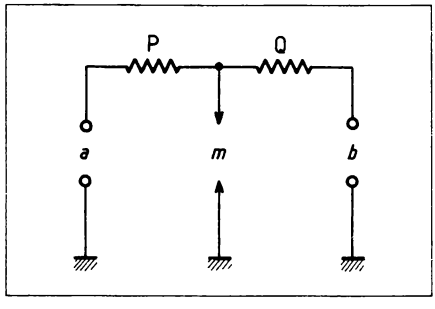


Fig. 8-8. — Pour expliquer le fonctionnement du montage de la figure 8-7, il faut connaître la formule donnant le potentiel du point commun de P et Q en fonction des tensions *a* et *b* et des valeurs de P et de Q.

Signalons, pour terminer, que l'on peut réaliser des combinaisons intéressantes de tensions avant et après écrêtage, surtout en faisant la *différence* de ces deux tensions. Pour cela, on utilise le montage de la figure 8-7, qui permet d'obtenir une tension de sortie V_S proportionelle à la différence des deux tensions d'entrée u et v.

En effet, écrivons les tensions présentes sur les entrées « + » (e_1) et « — » (e_2) :

Nous obtenons les valeurs :

$$e_1 = \frac{u}{R + r}; \qquad e_2 = \frac{vR + V_S r}{R + r}$$

L'expression de e_2 a été obtenue par l'emploi d'une formule très générale qui donne la tension m dans le montage de la figure 8-8, à partir des tensions a et b, et des résistances P et Q. Cette formule est :

$$m = \frac{aQ + bP}{P + Q}$$

(pour se rappeler cette formule, il suffit de penser au fait que la tension a agit beaucoup sur m si la résistance P est faible et si Q est élevé : le coefficient de a dans la formule doit donc être Q et non pas P).

Si, maintenant, nous pensons à la « règle d'or » de l'amplificateur opérationnel (il maintient e_2 égal à e_1), en égalant les expressions de e_1 et e_2, après simplification nous obtenons :

$$V_S = \frac{R}{r}(u - v)$$

L'emploi de cet amplificateur de différence permet, en l'associant avec un montage écrêteur, d'obtenir des résultats intéressants difficiles à réaliser par une voie plus directe.

C'est ainsi que, par exemple, si nous utilisons le montage de la figure 8-7 et celui de la figure 8-6 en appliquant à l'entrée u de l'amplificateur de différence la tension e elle-même, et à son entrée v la tension V_S de sortie de montage de la figure 8-6, nous obtenons, en sortie de l'amplificateur de différence, une tension qui reste nulle quand $e - a$ est négatif, mais qui est proportionnelle à $e - a$ dès que cette différence est positive. Cette opération est quelquefois nommée « l'ébasage ».

8-2. — DÉTECTION

Malheureusement, on groupe sous le nom générique de « détection » beaucoup de transformations différentes du signal.

Il peut s'agir de la « détection monoalternance », qui consiste à ne transmettre en sortie que la partie positive d'un signal (généralement sinusoïdal).

Il peut s'agir également de la « détection en deux alternances », qui consiste à obtenir une tension de sortie proportionnelle à la valeur absolue de la tension d'entrée.

Il peut s'agir également de l'opération que l'on pratique pour extraire d'une porteuse haute fréquence la modulation d'amplitude à basse fréquence qu'elle véhicule. Dans ce cas, on procède à une détection en simple alternance (ou, plus rarement, en double alternance), et l'on utilise ensuite un filtre passe-bas. On garde ainsi une tension de sortie proportionnelle à l'amplitude de la porteuse.

Il y a une dernière espèce de détection, nommée « détection crête », qui consiste à garder la « mémoire » de la valeur maximale atteinte par un signal

périodique, ou presque périodique. C'est d'ailleurs souvent cette technique que l'on emploie pour extraire d'une sinusoïde modulée en amplitude la modulation véhiculée par cette sinusoïde « porteuse ».

Détection simple alternance

Puisque nous voulons conserver uniquement la partie positive d'un signal, on peut le faire par le montage de la figure 8-9.

Nous souhaiterions obtenir une relation entre la tension d'entrée e et la tension de sortie V_S, analogue à celle qui est tracée en trait plein sur la figure 8-10.

En réalité, là aussi, la caractéristique de la diode va nous gêner : comme elle nécessite une tension directe non négligeable pour être conductrice, la véritable relation $V_S = f(e)$ du circuit de la figure 8-9 sera celle que représente (pour les tensions e positives) la courbe en pointillé sur la figure 8-10.

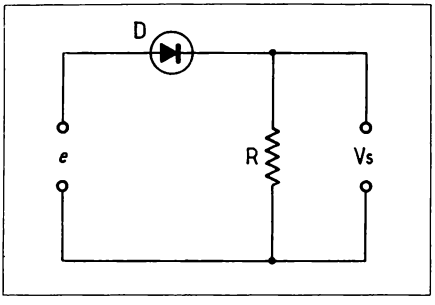


Fig. 8-9. — Circuit de « détection » devant donner en sortie une tension V_S églale à e si $e > 0$, et nulle quand $e < 0$. Mais la courbure de la caractéristique de la diode et son « seuil direct » vont nous gêner.

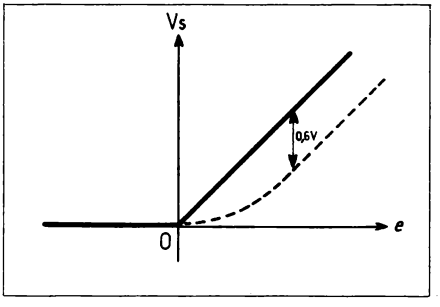


Fig. 8-10. — En raison des imperfections de la diode, la réponse V_S/e du montage de la figure 8-9 n'a pas l'aspect théorique idéal (trait plein) mais l'aspect pratique de la courbe en pointillé.

Évidemment, si les tensions alternatives appliquées en e ont des amplitudes qui se comptent en dizaines de volts, cette courbure de la caractéristique pour les tensions faibles ne nous gêne pas. Il n'en va plus de même si nous utilisons des tensions faibles.

Là aussi, nous pouvons améliorer beaucoup les performances du système en utilisant un élément actif, par exemple un amplificateur opérationnel, comme le montre la figure 8-11.

Le fonctionnement de ce montage présente beaucoup d'analogies avec celui du système écrêteur de la figure 8-5. Quand la tension e est négative, comme la diode D « ouvre » la boucle de contre-réaction, l'amplificateur opérationnel ne peut plus maintenir son entrée « — » au même potentiel que son entrée « + ». Il se met donc en saturation basse et la diode D est bloquée : la tension de sortie V_S est nulle.

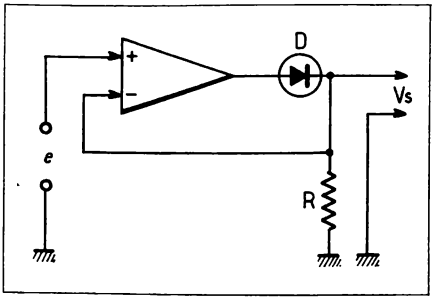


Fig. 8-11. — Montage « détecteur parfait » en une alternance, avec un amplificateur opérationnel, qui divise par son gain en boucle ouverte le seuil de la diode. La réponse est assez limitée en vitesse.

Si e est positive, fut-ce d'une fraction de millivolt, la tension de sortie de l'amplificateur monte immédiatement, atteignant la valeur juste nécessaire pour que la tension aux bornes de R soit rigoureusement égale à e.

La tension V_S est donc nulle quand $e < 0$, elle est égale à e si $e > 0$. La caractéristique $V_S = f(e)$ est donc bien maintenant la courbe en trait plein de la figure 8-10 : nous avons réalisé ce que l'on appelle une « détection parfaite monoalternance ».

Nous retrouverons ici les mêmes problèmes relatifs à la vitesse de réponse, tout particulièrement quand la tension d'entrée e passe d'une valeur négative à une valeur positive, puisque la sortie de l'amplificateur doit varier de la saturation basse jusqu'à une valeur légèrement positive. Nous trouverons donc une solution pour améliorer la réponse, utilisant un principe très analogue à celui que nous avions employé pour le montage de la figure 8-6 : sur la figure 8-12 nous voyons que, quand e est négatif, la boucle de contre-réaction se referme par la diode D' : la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel ne descend donc pas en saturation basse.

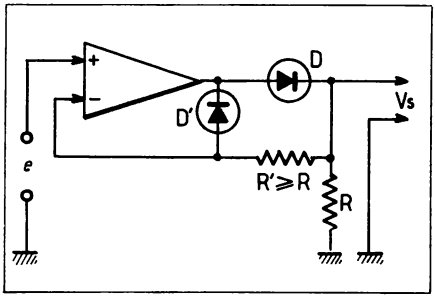


Fig. 8-12. — Amélioration de la vitesse de réponse du montage précédent, en limitant l'excursion de tension de la sortie de l'amplificateur.

Évidemment, dans ce dernier montage, il faut que R' soit très supérieur à R : il ne faut oublier, en effet, que, pour e négatif, comme l'amplificateur opérationnel maintient son entrée « — » au même potentiel que son entrée « + », nous trouverons en sortie une tension V_S légèrement négative égale à :

$$e\,\frac{R}{R + R'}$$

Or nous souhaitons que cette valeur soit aussi proche que possible de 0. Nous rendrons donc R assez faible (1 kΩ environ) alors que R' est relativement élevé (pas trop tout de même, pour bien retransmettre la contre-réaction dans le cas où $e > 0$).

Comme c'était le cas pour le montage écrêteur, si nous avons besoin d'une bande passante supérieure à celle que permettent les amplificateurs opérationnels classiques, il nous sera toujours possible de remplacer l'amplificateur intégré par une réalisation en composants discrets, dont le gain en boucle ouverte peut éventuellement être assez faible.

En effet, quel est le rôle de l'amplificateur dans le montage de la figure 8-11? Il intervient pour diviser par la valeur de son gain en boucle ouverte le seuil de la diode. En effet, dans le montage de la figure 8-9, la diode ne conduisait d'une façon correcte que pour une valeur e égale au seuil de la diode (près de 0,6 V pour un courant important dans R). Dans le montage de la figure 8-11, dès que e est imperceptiblement positive, il faut que la diode D soit conductrice, ce qui nécessite, à ses bornes une tension égale à son seuil. Pour obtenir cette valeur en sortie de l'amplificateur, nous n'avons besoin, à l'entrée, que d'une tension e, A_V fois plus faible que le seuil de la diode, si A_V est le gain en tension en boucle ouverte de l'amplificateur. En effet, tant que la diode n'est pas parfaitement conductrice, la boucle de contre-réaction n'est pas fermée et l'amplificateur travaille en boucle ouverte.

Signalons que les systèmes de détection utilisés généralement dans les récepteurs à modulation d'amplitude relèvent beaucoup plus du système de « détection crête » que de la véritable détection monoalternance. Nous verrons donc ces systèmes, en indiquant leurs imperfections, à propos de cette détection de crête.

Un montage de détecteur monoalternance « parfait », comme celui des figures 8-11 ou 8-12, suivi d'un étage séparateur et d'un filtre passe-bas, est le seul moyen d'obtenir une détection en modulation d'amplitude avec une linéarité parfaite. Les systèmes classiques introduisent souvent des distorsions considérables, dont la plupart des constructeurs sous-estiment l'importance.

Détection double alternance

Comme il s'agit d'un cas qui ne se présente guère que pour le « détecteur parfait » (c'est-à-dire utilisant un amplificateur opérationnel pour éliminer les « seuils » des diodes), nous traiterons directement ce type de détection double alternance. Un exemple en est donné sur le schéma de la figure 8-13.

L'amplificateur A_1 monté en contre-réaction d'intensité, selon le principe de la figure 7-5.

Selon que le potentiel du point (D) est positif ou négatif, la contre-réaction se fera par D_1 et R_2, ou D_2 et R_3.

Supposons que $V_D > 0$, A_1 maintient le point (F) au potentiel 0, ce qui ne peut se faire que par la diode D_2 et la résistance R_3. Le potentiel du point (B) est donc égal à :

$$V_B = -\frac{R_3}{R_1} V_D$$

Pendant ce temps, la sortie de A_1 est à un potentiel négatif, la diode D_1 est bloquée, le potentiel du point (A) est donc constant et égal à zéro, comme celui du point (F).

Si, maintenant $V_D < 0$, la contre-réaction se fera par D_1 et R_2. La tension de sortie A_1 est positive, le potentiel de (A) prend alors la valeur :

$$V_A = -\frac{R_2}{R_1} V_D$$

le potentiel de (B) restant égal à zéro, comme celui du point (F).

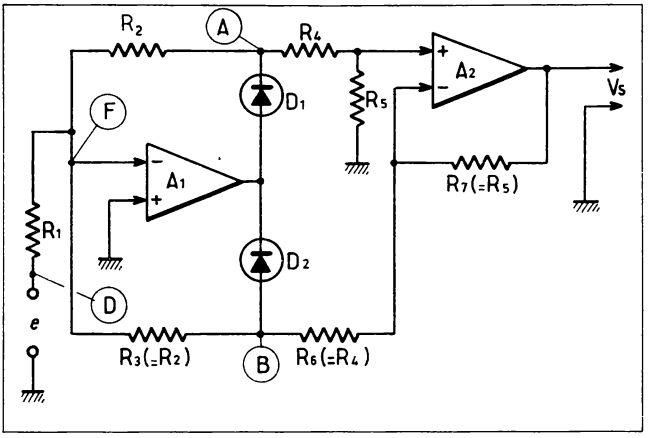


Fig. 8-13. — Montage « détecteur deux alternances parfait », avec un amplificateur opérationnel A_1 pour éliminer les seuils des diodes, et un autre, A_2, monté comme sur la figure 8-7, pour réaliser la différence des tensions qui apparaissent aux pointes (A) et (B).

Si l'on suppose que la tension e (c'est-à-dire le potentiel V_D) est sinusoïdale, les potentiels des points (A) et (B) varieront donc comme l'indiquent les formes d'ondes de la figure 8-14.

L'amplificateur A_2 est utilisé comme « amplificateur de différence » ainsi que nous l'avons montré sur la figure 8-7.

La tension de sortie de A_2, V_S sera donc un redressement en double alternance, comme le montre la figure 8-14.

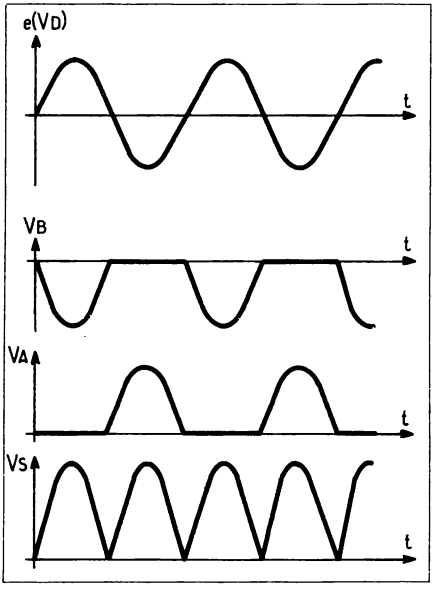


Fig. 8-14. — Formes d'onde illustrant le fonctionnement du montage détecteur parfait à deux alternances de la figure 8-13.

Pour que ce montage fonctionne correctement, il faut d'abord que les amplitudes recueillies aux points (A) et (B) soient égales, ce qui impose que $R_2 = R_3$.

D'autre part, il faut que le montage de A_2 avec les résistances R_4, R_5, R_6 et R_7 fasse exactement l'opération de différence, ce qui implique que l'on ait :

$$R_4 = R_6, \; R_5 = R_7$$

D'autre part, il est nécessaire, pour perturber le moins possible les potentiels des points (A) et (B), de choisir des valeurs de R_4 et R_6 très grandes par rapport à la valeur de R_2 et R_3.

Second « détecteur parfait »

Il y a un autre moyen de réaliser une détection parfaite en double alternance : c'est celui dont la figure 8-15 donne le schéma. On y retrouve un fonctionnement analogue à celui de la figure 8-13, en ce qui concerne le potentiel du point (B) : ce potentiel est négatif et égal à $-V_D$ quand V_D est positif (contre-réaction par la

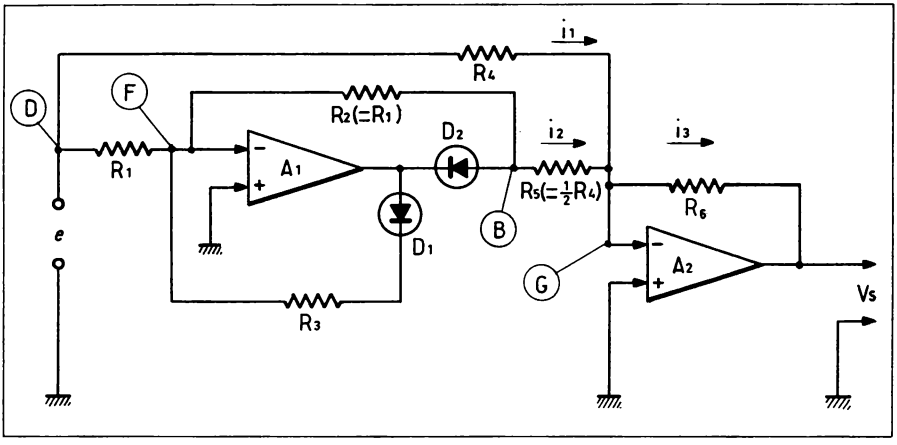


Fig. 8-15. — Autre réalisation possible du détecteur parfait à deux alternances, utilisant un système à une alternance et une sommation par un second amplificateur opérationnel.

résistance $R_2 = R_1$). Quand V_D est négatif, le potentiel du point (B) est nul, la diode D_1 et la résistance R_3 servant uniquement à limiter l'excursion en sortie de A_1, comme nous l'avons fait pour les montages des figures 8-6 et 8-12.

L'amplificateur A_2, avec les trois résistances R_4, R_5 et R_6, permet d'obtenir une tension de sortie égale à :

$$V_S = k\,(2\,V_B + V_D)$$

(où k est une constante).

En effet, l'amplificateur A_2, maintenant (la fameuse « règle d'or » des amplificateurs opérationnels...) le potentiel du point (G) à zéro, le courant i_1 qui passe dans la résistance R_4 est égal à :

$$i_1 = \frac{V_D}{R_4}$$

Ce courant peut être positif ou négatif suivant le signe de V_D.

Toujours en raison du fait que $V_G = 0$, le courant i_2 est égal à :

$$i_2 = \frac{V_B}{R_5} = \frac{2V_B}{R_4}$$

(puisque $R_5 = 1/2\ R_4$). Ce courant est toujours négatif ou nul, le potentiel du point (B) étant :

— nul si V_D est négatif;

— négatif si V_D est positif.

Étant donné que le courant consommé par l'entrée « — » de A_2 est nul, le courant passant dans R_6, soit i_3, est égal à la somme de i_1 et i_2. D'autre part, le potentiel de (G) étant toujours nul, le potentiel de la sortie de A_2 est égal à :

$$V_S = -R_6 i_3 = -R_6(i_1 + i_2) = -\frac{R_6}{R_4}(V_D + 2V_B)$$

Étant donné que V_B est :

— nul quand V_D est négatif;

— égal à $-V_D$ quand V_D est positif;

nous obtiendrons bien l'équivalent d'une détection parfaite à deux alternances en ajoutant algébriquement V_D et $2\ V_B$.

En effet, si $e < 0$, comme on a toujours $V_D = e$, nous avons :

$$V_D + 2\ V_B = e = -|e|$$

Si, maintenant, $e > 0$, étant donné qu'alors $V_B = -e$, on a :

$$V_D + 2\ V_B = -e = -|e|$$

Donc, ainsi que le montrent les courbes de la figure 8-16, la somme $V_D + 2\ V_B$ est toujours égale à l'opposé de la valeur absolue de e.

La sortie V_S étant proportionnelle à $V_D + 2\ V_B$, avec un coefficient négatif, cette sortie nous donnera donc une forme d'onde correspondant à une détection en deux alternances de la tension d'entrée e.

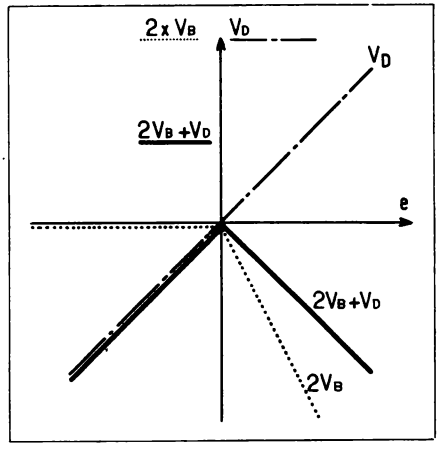


Fig. 8-16. — Courbes montrant le fonctionnement du montage de la figure 8-15 : en trait plein la tension de sortie, qui est bien, au signe près, la valeur absolue de la tension d'entrée.

Il est à signaler que, dans le cas de la figure 8-15 comme dans celui de la figure 8-13, le second amplificateur opérationnel, soit A, peut être utilisé en même temps comme amplificateur de différence (fig. 8-13) ou amplificateur sommateur (fig. 8-15) et comme étage d'un filtre passe-bas, dans le cas où l'on désire obtenir une

tension de sortie rigoureusement proportionnelle à l'amplitude de la tension alternative d'entrée. On utilise souvent de tels « détecteurs parfaits » à l'entrée des voltmètres électroniques de précision, à moins que l'on ne désire une mesure qui donne réellement la valeur efficace, auquel cas le système détecteur est plus complexe.

Détection crête

Si, maintenant, nous souhaitons garder « en mémoire » la valeur maximale d'un signal au cours d'une période, nous pouvons le faire par une simple diode qui charge un condensateur, ainsi que le montre la figure 8-17 (*a*).

Cependant, cette méthode présente deux inconvénients :

— tout d'abord, le seuil de la diode, intervenant ici comme dans le montage de la figure 8-9.

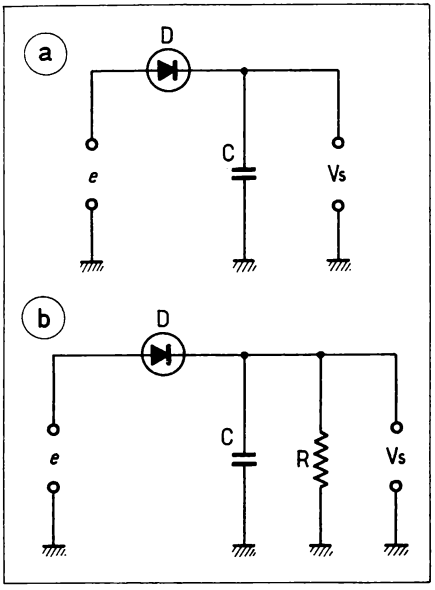


Fig. 8-17. — Montage de « détection crête » en (a) sans décharge du condensateur « mémoire », en (b), avec une décharge lente de ce condensateur, pour le rendre apte à suivre une diminution lente de l'amplitude du signal d'entrée.

— si rien ne vient décharger le condensateur C, nous garderons « en mémoire » c'est-à-dire comme tension aux bornes de C, la valeur maximale atteinte par *e* lors d'une crête positive, mais nous ne pourrons plus mesurer une valeur maximale inférieure.

On remédie à ce second défaut en shuntant le condensateur C par une résistance R (figure 8-17 *b*), la valeur de cette dernière étant choisie de telle sorte que la constante de temps R × C soit :

— grande par rapport à la période de la tension sinusoïdale appliquée en *e* (pour que la décharge soit très faible d'une période à l'autre);

— petite par rapport à la période de variation de l'amplitude de la tension sinusoïdale.

Le schéma de la figure 8-17 (*b*) est celui du montage classiquement utilisé pour la détection d'amplitude dans les récepteurs de radiodiffusion classique. Il n'est donc valable, étant donné la courbure de caractéristique de la diode, que dans la

mesure où l'amplitude minimale de la porteuse appliquée en *e* est suffisamment importante.

Là aussi, nous pouvons améliorer beaucoup les caractéristiques par emploi de l'amplificateur opérationnel ainsi que le représente la figure 8-18.

Le fonctionnement de ce système s'inspire du principe, désormais bien connu des lecteurs, qui a été utilisé dans beaucoup d'autres montages analogues : quand la tension *e* est négative, la diode D est bloquée et l'amplificateur A_1 est en satu-

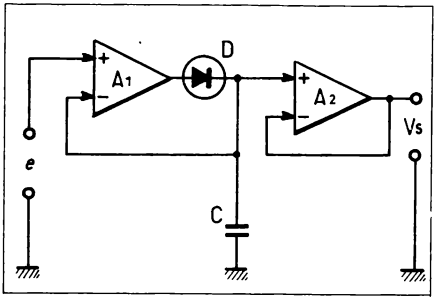


Fig. 8-18. — Détecteur de crête parfait, utilisant un amplificateur opérationnel pour diviser le seuil de la diode par son gain en boucle ouverte. Le second amplificateur, dit « de lecture », permet de mesurer la tension aux bornes de C sans le décharger.

ration basse. Si *e* est positif, fut-ce d'une fraction de millivolt, la sortie de A_1 montera au potentiel juste nécessaire pour charger C à une tension égale à *e*.

L'amplificateur A_2 est uniquement utilisé ici pour « lire » la tension aux bornes de C sans le décharger : c'est un amplificateur de gain unité en tension, ayant une très grande résistance d'entrée.

Le montage de la figure 8-18 souffre de l'un des défauts que nous avions indiqués à propos du montage de la figure 8-17 (*a*) : le condensateur C, une fois chargé, ne se déchargera pas spontanément. Nous avons ainsi un montage qui est détecteur du « maximum maximorum », c'est-à-dire de la valeur la plus élevée (positive) que *e* aura pu prendre depuis la dernière décharge du condensateur C. Signalons, pour terminer, quelques autres types de détection crête utilisées dans certaines applications.

La détection « Sylvania » se pratique comme l'indique la figure 8-19. La tension d'entrée *e* doit comporter, en plus de la porteuse modulée en amplitude une composante continue positive. Le transistor T est monté en collecteur commun. Un tel étage peut *fournir* du courant, mais il ne peut en consommer. Si la résistance R est grande, quand le potentiel de la base augmente, l'émetteur suit parfaitement

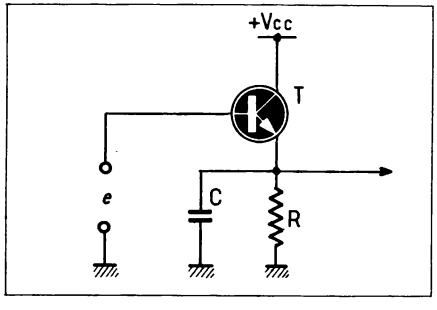


Fig. 8-19. — Montage de détection dite « SYLVANIA » : le condensateur C peut se charger très vite sur les flancs montants de la tension *e*, car T fonctionne alors en étage collecteur commun. Pendant les flancs descendants de la tension *e*, si ces flancs sont assez raides et la constante de temps R-C assez grande, T se bloque.

ce potentiel, même lors d'une augmentation rapide : si le potentiel émetteur ne suivait pas tout à fait le potentiel base, le courant émetteur augmenterait rapidement, du fait d'une augmentation de V_{BE}.

En revanche, lorsque le potentiel base diminue, le potentiel émetteur ne peut pas diminuer plus vite que ne le permet la décharge de C par R. Si la constante de temps correspondante est élevée, le transistor se bloque pendant les alternances négatives. Le potentiel moyen de l'émetteur est donc fonction de l'amplitude du signal appliqué à *e*. On peut également utiliser un étage amplificateur à transistor, monté en émetteur commun, dont la base est polarisée juste au blocage du courant collecteur. Les alternances négatives de tension appliquées à cette base ne pourront évidemment, pas faire diminuer le courant collecteur. En revanche, les alternances positives agiront pour l'augmenter.

La valeur moyenne du courant collecteur sera donc proportionnelle à l'amplitude du signal appliquée à la base.

Aussi bien pour la détection Sylvania que pour ce second type (nommé « détection collecteur »), nous ne pouvons les utiliser qu'avec une amplitude de signal à l'entrée assez importante pour que les courbures de caractéristiques inhérentes aux diodes, ou au blocage d'un transistor, n'introduisent pas de distorsions trop importantes.

8-3. — DÉMODULATION

Bien qu'il ne s'agisse plus ici d'une transformation de signal s'apparentant à l'écrêtage, nous tenons à traiter ce sujet ici, pour bien marquer l'opposition qu'il y a entre la *détection* et la démodulation.

On dit souvent que l'extraction du signal contenu dans une porteuse modulée en amplitude, en tant qu'opération réciproque de la modulation (qui consiste à incorporer le signal à la porteuse) est une démodulation.

Nous ne pouvons pas dire que cette dénomination soit, à proprement parler, inexacte. Mais, quand on parle, sans préciser autrement, de démodulation, il est presque toujours sous-entendu que ce mot est accompagné de l'adjectif « cohérente ».

Démodulation cohérente

Dès que l'on parle de « démodulation cohérente », on précise alors qu'il s'agit d'une opération tout à fait différente de la détection classique.

Pour bien préciser ce dont il s'agit, nous donnerons un exemple simple : la détection de l'équilibre d'un Pont de Wheatstone.

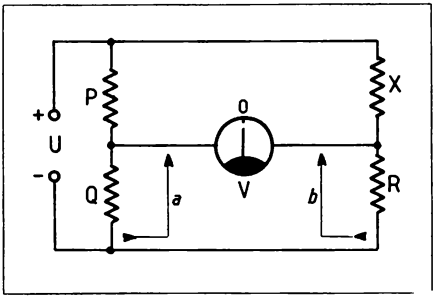


Fig. 8-20. – Montage dit « pont de WHEATSTONE » pour la mesure des résistances, alimenté en continu, avec lecture du déséquilibre par un voltmètre continu.

On sait que ce montage, dont le schéma est donné par la figure 8-20, sert à mesurer les résistances. Il consiste en deux diviseurs de tension P-Q et R-X, auxquels on cherche à donner le même rapport de division. Le premier fournit une tension :

$$a = U\frac{Q}{P+Q}$$

le second fournit une autre tension :

$$b = U\frac{X}{R+X}$$

Si ces deux tensions sont égales, on en déduit que :

$$X = R\frac{P}{Q}$$

Les valeurs de P et de Q sont choisies de telle sorte que le rapport P/Q soit une puissance de 10 (1/100, 1/10, 1, 10, 100, 1 000...), la résistance R étant constituée de « boîtes à décades », dont on peut faire varier la valeur de fraction d'ohm en fraction d'ohm, de zéro à plusieurs milliers d'ohms.

L'équilibre du pont, qui est obtenu quand $a = b$, se lit sur le voltmètre V dont l'aiguille doit alors rester sur le zéro médian. Suivant que le déséquilibre est dans un sens ou dans un autre (R trop fort ou trop faible), le voltmètre V déviera vers la gauche ou vers la droite. On sait donc, en regardant ce voltmètre, le sens du déséquilibre, ce qui permet d'accélérer la recherche de l'équilibre. D'autre part, quand la valeur R franchit celle qui est nécessaire pour obtenir l'équilibre, le passage de l'aiguille de V à zéro est très net.

On sait que, dans de nombreux instruments de mesure, on utilise, à la place de la source continue U, une source alternative, tout simplement parce que la tension sur la « diagonale » du pont (c'est-à-dire la tension a-b), est plus facile à amplifier s'il s'agit d'une tension alternative.

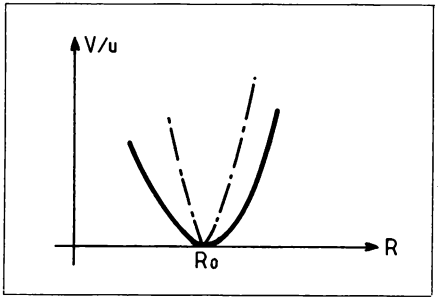


Fig. 8-21. — Si le pont de la figure précédente est alimenté en alternatif et que l'on lise le déséquilibre par une détection de la tension dans la diagonale, étant donné le caractère quadratique de la détection aux faibles niveaux, la lecture en fonction de la valeur de R aura la forme indiquée en trait plein. Même avec une détection « parfaite », on aurait la courbe en traits mixtes : il n'y a pas d'indication du sens du déséquilibre.

Il faut, même si le pont est alimenté en alternatif, amener la tension de la diagonale à zéro. Nous pourrons donc utiliser le pont de la figure 8-20, en remplaçant U par une source alternative, et en remplaçant V par un voltmètre ou, plutôt, un millivoltmètre, du type alternatif.

Néanmoins cette solution, qui consiste à faire une *détection* de la tension de déséquilibre est loin d'être parfaite.

En effet, à moins d'utiliser un système « détecteur parfait », l'indication lue sur ce voltmètre variera, en fonction de la valeur de R comme le montre la courbe en trait plein de la figure 8-21. En effet, quand R est très proche de la valeur R_0,

qui correspond à l'équilibre du pont, c'est-à-dire quand la tension *a-b* de la diagonale est très faible, la détection cesse d'être linéaire. Il n'est, pour s'en convaincre, que de regarder les contrôleurs universels utilisés en alternatif : leurs échelles se resserrent beaucoup vers le zéro.

Même en admettant que l'on ait pu réaliser une détection parfaite, la courbe devient celle qu'indique le tracé en traits mixtes de la figure 8-21.

Dans ce second cas, l'appréciation du passage par zéro est précise. Mais, dans le second cas comme dans le premier, nous n'avons pas de moyen de savoir dans quel sens le pont est déséquilibré : que R soit supérieure ou inférieure à R_0, dans les deux cas, nous obtenons une tension de déséquilibre.

On pourrait dire, en quelque sorte, que « l'alternatif... ça n'a pas de sens (comme un bérêt) ».

En réalité, si l'alternatif n'a pas « de sens », il a *UNE PHASE.*

Autrement dit, la tension de la diagonale du pont passe par zéro quand R passe par la valeur R_0 mais, quand R est supérieure à R_0, par exemple, cette tension est petite et en phase avec la tension d'alimentation du pont, alors que, quand R est *inférieure* à R_0, la tension est en *opposition de phase* avec la tension d'alimentation du pont. Il serait donc souhaitable de disposer d'une indication qui nous dise non seulement si la tension de la diagonale a une grande ou une petite amplitude, mais qui, en plus, nous dise si cette tension est en phase ou en opposition de phase, avec la « référence ».

On appelle, en effet, référence la tension alternative par rapport à laquelle on compare la phase de la tension à « démoduler ».

C'est bien ici d'une *démodulation cohérente* qu'il s'agit. Il y a beaucoup de solutions pour y arriver et nous allons les examiner par la suite. Ce qui est fondamental dans l'emploi de cette démodulation c'est que, après avoir procédé à une telle démodulation cohérente, nous obtiendrons un signal de sortie S qui varie en fonction de R, comme l'indique la figure 8-22 : il peut être positif ou négatif suivant la valeur du déséquilibre, exactement comme c'était le cas lorsque le pont était alimenté en tension continue.

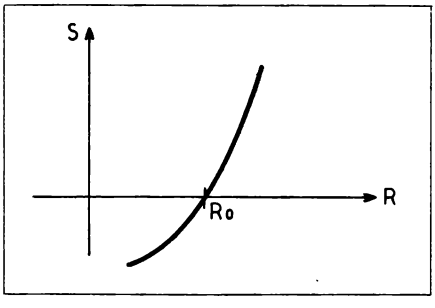


Fig. 8-22. — Si, pour la lecture de la tension de la diagonale d'un pont de WHEATSTONE alimenté en alternatif, on utilise une *démodulation cohérente* au lieu d'une détection, la tension de sortie S du démodulateur variera en fonction de R comme le montre la courbe : la variation sera franche au niveau de la valeur R_0 (équilibre du pont), et la tension de sortie sera positive ou négative, suivant la phase de la tension de déséquilibre, phase à laquelle une simple détection n'est pas sensible.

On voit donc les deux différences fondamentales qu'il y a entre la détection et la démodulation :

— la démodulation tient compte de la *phase* du signal à démoduler, qui doit donc être déterminée en fonction d'une *référence*;

— la démodulation donne un signal qui varie linéairement en fonction de l'amplitude, quelle que soit cette amplitude, même quand elle tend vers zéro

(alors que la simple détection tend à donner un signal qui varie quadratiquement par rapport à l'amplitude lorsque cette dernière est faible, à moins d'utiliser des systèmes « détecteurs parfaits »).

Démodulation cohérente par porte analogique

Examinons maintenant les moyens de réaliser cette démodulation.

Une solution relativement simple consiste à utiliser une porte analogique, ainsi que le montre la figure 8-23. Le rectangle portant l'indication TS, est un « Trigger de Schmitt », qui a pour but de transformer la sinusoïde servant de référence un signal carré. C'est ce dernier signal qui commande l'ouverture ou la fermeture de la porte analogique.

Ainsi, la porte analogique transmet en sortie le signal d'entrée uniquement pendant les alternances positives de la référence.

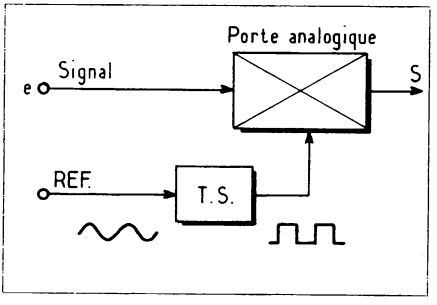


Fig. 8-23. — Principe de réalisation d'un démodulateur cohérent : on utilise un Trigger de SCHMITT (T.S.) pour transformer le signal de référence (REF.) en signaux carrés, qui vont ouvrir et fermer la « porte analogique ».

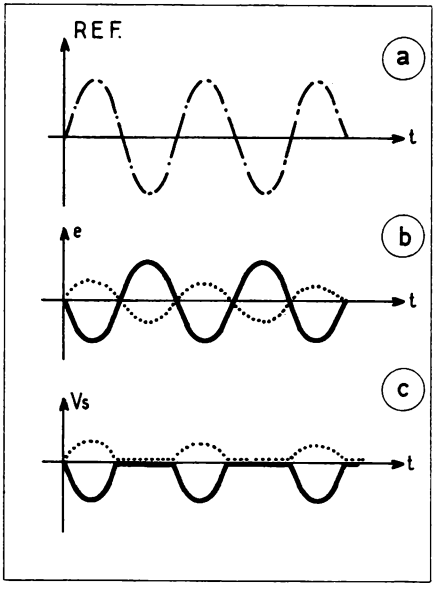


Fig. 8-24. — Formes d'onde illustrant le fonctionnement du démodulateur cohérent de la figure 8-23. En (a), la tension de référence (traits mixtes).
En trait plein, cas d'une tension de petite amplitude, en phase avec la référence : la porte analogique n'en conserve que les alternances positives. En trait pointillé, cas d'une tension d'amplitude plus grande, en opposition de phase avec la référence : la porte analogique n'en conserve que les alternances négatives. La tension de sortie sera la moyenne de la valeur de V_s.

Les formes d'onde de la figure 8-24 montrent le fonctionnement de l'ensemble La courbe (*a*) (en trait mixte) indique la variation au cours du temps de la tension de référence (avant son passage dans le Trigger de Schmitt). En (*b*), nous avons tracé deux valeurs possibles du signal d'entrée à démoduler :

— la première (en traits pointillés) correspond à une amplitude faible de signal, en phase avec la référence;

— la seconde (en trait plein), correspond au cas d'un signal d'amplitude plus grande, en opposition de phase avec la référence.

Les formes d'onde (*c*), correspondent aux deux cas précédents : la courbe en pointillés correspond au cas de la tension en phase avec la référence : la porte analogique n'en a conservé que les alternances positives. A l'opposé, la courbe en traits pleins correspond au cas de la tension d'entrée en opposition de phase avec la référence : on n'en retrouve que les alternances négatives en sortie, puisque la porte analogique est bloquée pendant les alternances négatives de la référence, et qu'elle est passante pendant ses alternances positives.

Si nous prenons la valeur moyenne de la tension de sortie V_s (par exemple, avec un filtre passe-bas), nous obtiendrons une tension de sortie :

— proportionnelle à l'amplitude du signal d'entrée;

— positive ou négative suivant que le signal d'entrée est en phase ou en opposition de phase avec la référence.

Nous n'avons envisagé que le cas de signaux d'entrée en phase ou en opposition de phase avec la référence. Si le déphaasage était autre que 0 ou 180°, il faudrait alors tenir compte, pour obtenir la tension de sortie, d'une fonction sinusoïdale du déphasage. Par exemple, dans un démodulateur parfait, un signal d'entrée déphasé de 90° (un quart de période) par rapport à la référence, doit toujours donner une tension de sortie nulle quelle que soit l'amplitude de ce signal. C'est d'ailleurs là un moyen de vérifier le bon fonctionnement d'un démodulateur cohérent.

On peut améliorer le montage de la figure 8-23. Par exemple, il est possible d'utiliser un amplificateur inverseur pour le signal. On utilise alors deux portes analogiques, débloquées alternativement (l'une par la sortie du Trigger de Schmitt, l'autre par un inverseur logique actionné par cette sortie). Le signal *e* est appliqué à l'une des portes, le signal inversé (par un amplificateur de gain -1) est appliqué à l'entrée de l'autre porte. En reliant les sorties des deux portes, nous obtenons une tension de sortie qui évoque un redressement en deux alternances.

Autres démodulations cohérentes

Il y a beaucoup d'autres méthodes pour réaliser une démodulation cohérente. L'une d'entre elles consiste à utiliser quatre diodes et trois transformateurs, ainsi que l'indique la figure 8-25. Comme on le voit, le signal *e* est appliqué au primaire du transformateur TR_1, la tension de sortie V_s étant prélevée au secondaire de TR_2. La référence est appliquée au primaire de TR_3.

Quand la référence tend à porter le potentiel du point (A) à une valeur positive par rapport à celui du point (B), on rend conductrices les diodes D_1 et D_2. Le signal sur la sortie secondaire de TR_1 est donc appliqué directement sur le primaire de TR_2 : le point (F) est relié au point (G) par D_1, le point (H) étant relié au point (J) par la diode D_2.

Il peut sembler paradoxal de voir un courant *alternatif* passer par une diode. En réalité, il ne faut pas oublier que, la tension de référence portant le point (A) à une valeur positive par rapport au point (B), les diodes D_1 et D_2 vont toutes les deux être traversées par une composante continue de courant allant de (A) vers (B). Or, une diode traversée par un courant continu peut conduire un courant alternatif superposé, sous la seule restriction que la valeur crête de ce courant alternatif reste inférieure à la composante continue moyenne : ainsi le courant dans la diode ne change pas de sens.

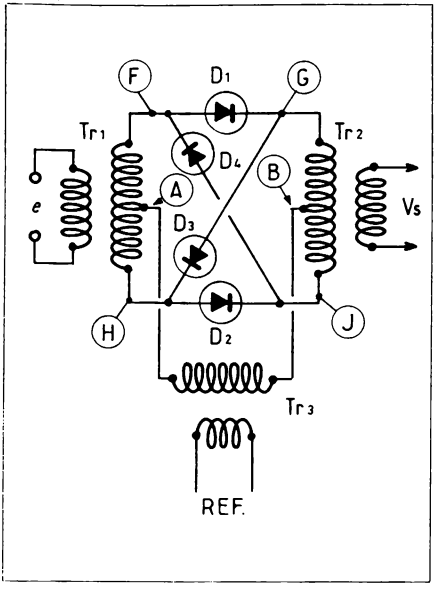


Fig. 8-25. — Démodulateur cohérent du type « en anneau ». Suivant la phase de la référence, le point (A) est positif ou négatif par rapport au point (B). Ce sont donc les diodes D_1 et D_2 qui conduisent si (A) est positif par rapport à (B), D_3 et D_4 si (A) est négatif par rapport à (B). Donc, suivant la polarité de (A) et (B), le secondaire de Tr transmet à Tr_2 le signal d'entrée tel quel ou inversé.

Tant que le point (A) est positif par rapport au point (B), les diodes D_3 et D_4 sont bloquées.

Pendant les autres alternances de la tension de référence, le point (A) est maintenant à un potentiel négatif par rapport au point (B). C'est au tour des diodes D_3 et D_4 d'être conductrices, alors que les diodes D_1 et D_2 sont bloquées. Maintenant, la sortie du secondaire de TR_1 est appliquée après renversement au primaire de TR_2, puisque c'est le point (H) qui est relié au point (G) par D_3, le point (F) étant relié au point (J) par la diode D_4.

Donc selon la polarité de la référence, la tension e se retrouve en V_s telle quelle, ou inversée (comme si elle était passé par un amplificateur de gain -1). Nous réalisons ainsi une démodulation cohérente.

Signalons également que les circuits intégrés multiplieurs (permettant d'obtenir en sortie, une tension proportionnelle au produit de deux tensions d'entrée) peuvent également servir de démodulateurs cohérents. Il suffit d'appliquer la référence sur l'une des entrées, et le signal sur l'autre : on obtient, en sortie, un signal qui a une fréquence double du signal d'entrée et dont la composante continue est positive ou négative, suivant que les deux signaux appliqués sont en phase ou en opposition de phase.

On n'en finirait pas de citer tous les montages possibles pour réaliser la démodulation cohérente.

Nous indiquerons, uniquement pour mémoire, les solutions utilisant des montages symétriques comportant deux « paires différentielles », avec une commutation de courant émetteur entre la première et la seconde paire, commandée par la tension de référence, et un branchement adéquat et croisé des différentes bases sur le signal à démoduler, le signal de sortie étant obtenu sur les collecteurs interconnectés de façon adéquate.

On peut se demander, étant donnée l'énorme supériorité de la démodulation cohérente sur la simple détection, pourquoi on n'utilise pas systématiquement cette

technique pour les récepteurs à modulation d'amplitude. Cela tient au fait que, comme nous l'avons dit, cette démodulation nécessite l'utilisation d'une référence. Quand on reçoit un signal unique modulé en amplitude, on ne dispose pas de cette référence. Si l'on veut cependant obtenir une démodulation cohérente, il faut « reconstituer » la sinusoïde « porteuse », ce qui se fait par un oscillateur asservi en phase, dont nous verrons la technique un peu plus loin. Le montage correspondant serait donc très compliqué : on ne procède ainsi que dans certains récepteurs professionnels de très haute qualité.

8-4. — PASSAGE AU SIGNAL RECTANGULAIRE

Nous allons envisager maintenant la transformation de n'importe quel signal périodique en signal rectangulaire. Il s'agit là d'une opération tout à fait différente de celles que nous avons envisagées dans cette partie traitant des transformations non linéaires. Cependant, nous avons placé ce paragraphe ici, en raison de l'utilisation assez fréquente de l'écrêtage en vue de réaliser cette transformation.

De quoi s'agit-il? Nous voulons obtenir, à partir d'un signal périodique de forme quelconque, un signal rectangulaire ayant la fréquence du fondemental du signal périodique. Cette transformation est, par exemple, essentielle à l'entrée de tous les fréquencemètres, compteurs, et autres circuits qui doivent être attaqués par des signaux à flancs raides.

C'est cette opération qui est désignée dans les ouvrages anglais ou américains sous le nom de « squaring », dont il n'existe pas de traduction française...

Écrêtage par amplificateurs saturés

L'utilisation de l'écrêtage est loin d'être parfaite. Elle se limite aux signaux de forme pas trop compliquée (assez proches de la sinusoïde si possible) et ne donne

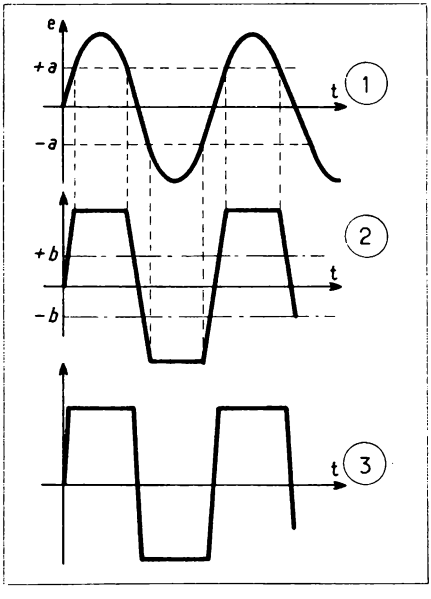


Fig. 8-26. — Pour mettre sous forme carrée une tension sinusoïdale, même sans harmoniques, un simple écrêtage suivi d'amplification ne suffit pas : en (2) on a encore une tension trapézoïdale. Si on l'amplifie et qu'on écrête à nouveau, on améliore le résultat (3), mais la raideur des flancs du signal dépend de la fréquence et de l'amplitude du signal d'entrée.

pas, par elle-même, des signaux à flancs raides : la figure 8-26 montre ce qu'il en est.

La forme d'onde (1) montre une sinusoïde, que l'on va écrêter aux niveaux $+a$, $-a$.

Après écrêtage et amplification, on obtient la forme d'onde (2) : il ne s'agit plus de sinusoïde, mais il ne s'agit pas encore de signaux rectangulaires : les flancs de montée et de descente ne sont pas verticaux; on se rapproche simplement d'un signal en trapèze.

Le signal correspondant à la forme d'onde (2) est écrêté de nouveau entre les niveaux $+b$, $-b$: en l'amplifiant une nouvelle fois, on obtient la forme d'onde de la figure (3) qui se rapproche plus de signaux rectangulaires, sans y arriver complètement. Il faut donc, pour arriver à des signaux dont les flancs soient suffisamment raides, procéder à plusieurs écrêtages, chacun étant suivi d'amplification.

Même dans ce cas, la raideur des flancs du dernier signal dépendra de la fréquence du signal d'entrée et de son amplitude : plus le produit (fréquence $\times$ amplitude) est élevé, plus les flancs de sortie seront raides. Plus exactement, à une fréquence donnée, le rapport du temps de montée du signal final à sa période reste constant (il en va de même pour le temps de descente).

Écrêtage régénératif

On ne pourra obtenir de véritables signaux rectangulaires en sortie qu'avec un système « régénératif », c'est-à-dire un montage dans lequel une réaction *positive* de la sortie vers l'entrée fait en sorte que, quand la tension de sortie commence à changer (sous l'influence du passage de la tension d'entrée par un seuil donné), ce changement réagisse sur le montage pour s'accélérer lui-même jusqu'à un véritable « basculement ».

Les lecteurs auront bien deviné là la caractéristique du Trigger de SCHMITT.

Nous avions déjà envisagé ce montage plus haut (p. 30), en disant qu'on pouvait bien très le réaliser par l'emploi d'un circuit intégré comportant 2, 4 ou 6 Trigger de Schmitt dans le même boîtier.

C'est là une solution excellente, mais elle nécessite de disposer, à l'entrée, d'un signal déjà suffisamment important pour dépasser les deux « seuils » du Trigger.

En effet, rappelons que le Trigger bascule quand la tension d'entrée franchit, en montant, un seuil a (dit « seuil haut »); il bascule dans l'autre sens quand la tension d'entrée franchit, en descendant, un autre seuil b, inférieur à a, que l'on appelle « seuil bas ».

L'intérêt de cet « hystérésis » est indiqué par les formes d'ondes de la figure 8-27.

En (1), nous avons représenté un signal dont la période du fondamental est égale à T, et qui est extrêmement chargé en harmoniques. Nous avons envisagé que ce signal était appliqué à un Trigger de Schmitt dont le seuil haut est a et dont le seuil bas est b.

La forme d'onde (2) indique quelle sera la tension de sortie du Trigger. En effet, le basculement aura lieu au point A puisque la tension d'entrée franchit le seuil a en montant. Il n'aura pas lieu en E, puisque l'on franchit ce seuil en descendant. Il n'aura pas lieu non plus en F, puisque, malgré le franchissement du seuil en montant, nous ne pouvons plus faire basculer le Trigger... puisque c'est déjà fait. Il n'aura pas lieu non plus au point G.

En revanche, le basculement en sens opposé aura lieu au point B, puisque c'est la première fois que le Trigger, situé dans l'état haut, a à son entrée une tension

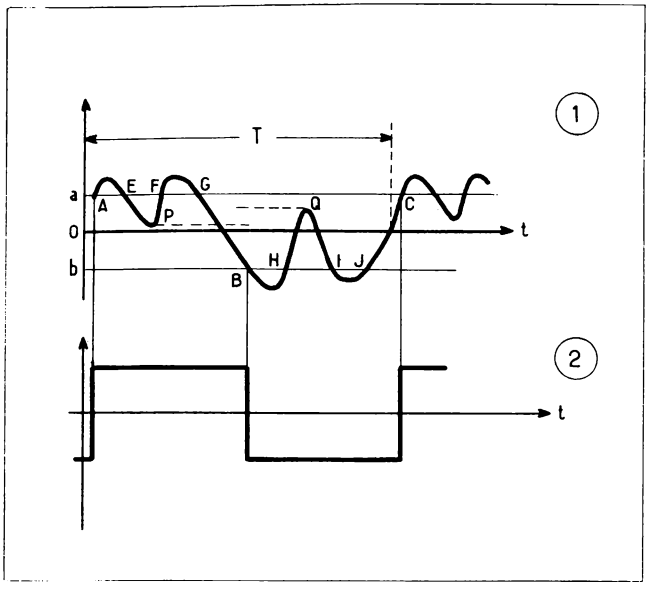


Fig. 8-27. — L'emploi d'un « Trigger de SCHMITT », avec deux seuils, *a* et *b*, permet d'obtenir un signal parfaitement rectangulaire (indépendant de la raideur des flancs du signal d'entrée) à la fréquence du fondamental de la tension d'entrée, même si cette dernière est très chargée en harmoniques. Seul, un montage ayant cette propriété d'« hystérésis » permet d'y arriver.

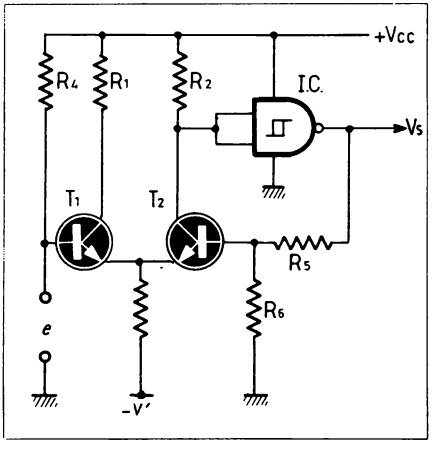


Fig. 8-28. — Pour commander un Trigger de SCHMITT intégré, qui nécessite des niveaux d'entrée assez grands, il faut souvent recourir à une amplification à l'entrée, par exemple avec un étage du type « L.T.P. » On peut introduire un couplage par R_5 et R_6, pour augmenter un peu l'écart des seuils d'entrée que l'on aurait, sans ce couplage, très proches.

qui franchit le seuil bas (*b*) en descendant. Les points H, I, et J ne correspondront à aucun basculement. Ce n'est qu'en C que le Trigger basculera pour passer à l'état haut.

Étant donné que le minimum relatif correspondant au point P de la courbe est à une valeur de tension *plus basse* que le maximum relatif correspondant au

point Q, il n'y aurait aucune solution utilisant l'écrêtage, à quelque niveau que ce soit, qui nous donnerait un signal rectangulaire ayant la période T. Tout écrêtage, en l'absence du phénomène d'hystérésis, nous donnerait automatiquement un signal rectangulaire ayant une période plus petite que T.

Donc, cet hystérésis est très utile. Cependant, dans certains circuits intégrés, il peut être un peu élevé par rapport au signal dont on dispose. On amplifie alors ce dernier, en général par un système amplificateur à « paire différentielle », comme l'indique la figure 8-28.

Nous pouvons très bien supposer, pour commencer, que la résistance R_5 n'existe pas (on l'a supprimée), et que la résistance R_6 est nulle. L'ensemble T_1-T_2 amplifie donc le signal e pour l'appliquer à l'entrée du Trigger de Schmitt intégré IC.

La résistance R_4 est uniquement destinée à fournir la composante moyenne de courant correspondant au courant base de T_1, pour éviter de prélever ce courant sur la tension e.

En utilisant le montage avec $R_5 = \infty$ et $R_6 = 0$, nous avons deux seuils à l'entrée, très proches, soit un hystérésis très réduit (de l'ordre d'une dizaine de millivolts ou moins). Si nous désirons en avoir plus, nous utiliserons le diviseur de tension R_5-R_6, qui ajoute un hystérésis réglable, cet hystérésis pouvant être modifié en agissant sur la valeur de la résistance R_6.

On connaît les schémas classiques de réalisation des Triggers de SCHMITT à transistors. On sait qu'il y en a deux types : un qui utilise deux N-P-N ou deux P-N-P, avec un couplage par les émetteurs et un couplage d'un collecteur vers la base de l'autre. Il y en a des modèles d'un type différent, utilisant un N-P-N et un P-N-P, les deux transistors étant bloqués à la fois ou conducteurs à la fois suivant qu'il s'agit de l'état haut ou de l'état bas.

Nous renvoyons le lecteur aux ouvrages spécialisés pour la description de ces montages.

Nous citons toutefois le montage de la figure 8-29, car c'est le seul type de Trigger dans lequel on puisse définir les seuils avec précision (dans les autres modèles, on peut en estimer un ordre de grandeur par calcul à partir des composants, mais on ne peut jamais les calculer avec précision).

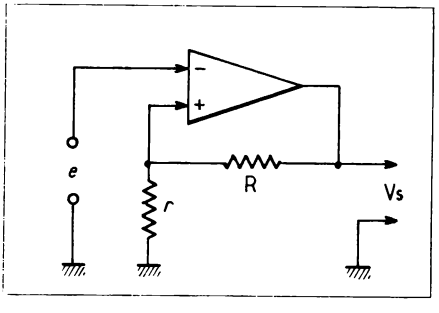


Fig. 8-29. — Une réaction positive dans un amplificateur opérationnel (ou dans un comparateur, qui répond beaucoup plus vite), permet de réaliser un trigger de SCHMITT dont on connaît exactement les seuils.

D'autre part, le montage de la figure 8-29 présente cette particularité d'être le seul cas où l'on utilise un amplificateur opérationnel avec une réaction *positive*. Nous devons toutefois signaler que, étant donné la vitesse de réponse relativement faible de ces amplificateurs, on préfère les remplacer dans l'application de la figure 8-29, par des « comparateurs », ces derniers sont analogues aux amplifi-

cateurs opérationnels, mais avec un gain généralement plus faible et une réponse beaucoup plus rapide : ils sont généralement prévus pour fonctionner en tout ou rien.

Nous préciserons toutefois que le montage de la figure 8-29 est à recommander systématiquement, même avec un hystérésis très faible, chaque fois que l'on emploie un comparateur : ces circuits ont une telle tendance à entrer en oscillation parasite... qu'il vaut mieux favoriser la chose en provoquant un basculement franc.

CHAPITRE 9

Échantillonnage

Nous allons maintenant envisager un nouveau type d'opération : il s'agit, étant donné un signal généralement périodique, de « prendre un échantillon » du signal à un instant défini. Autrement dit, il s'agit de mesurer la valeur de la tension correspondant au signal à un instant défini, et de garder le résultat de cette mesure en mémoire, jusqu'à ce qu'on désire prendre un autre échantillon (ou tout au moins pendant un temps suffisant pour permettre une lecture correcte de la valeur de cette tension).

Le principe général de réalisation de ce système d'échantillonage est indiqué (d'une façon très symbolique) par l'ensemble de la figure 9-1. Nous supposons que la prise d'échantillon est faite par un contact mécanique K, actionné par une « commande ». La « mémoire » est le condensateur C : il se chargera au potentiel du point (B) lors de la fermeture de K.

L'amplificateur A_2 est un « amplificateur de lecture ». On sait, en effet, que pour mesurer la tension aux bornes d'un condensateur, il ne faut consommer à ce dernier qu'un courant extrêmement faible si l'on ne veut pas le décharger trop rapidement.

En ce qui concerne l'amplificateur A_1, il peut être présent dans le montage ; son but est alors de fournir, au point (B), une source de tension qui « recopie » et (éventuellement après un certain gain en tension), et qui ait une faible résistance interne, pour permettre une charge aussi rapide que possible du condensateur C.

Nous reviendrons séparément sur ces différents points. Évidemment, le « contact » K sera, le plus souvent, remplacé par un dispositif électronique (presque toujours par un transistor à effet de champ, le plus couramment par un modèle MOS).

9-1. — LE « CONTACT » K

Ce que nous avons représenté par K dans l'ensemble de la figure 9-1 peut, dans certains cas exceptionnels, être un véritable contact mécanique. Dans ce cas, on doit se limiter à une durée de contact assez importante, en raison de l'inertie mécanique des pièces à déplacer.

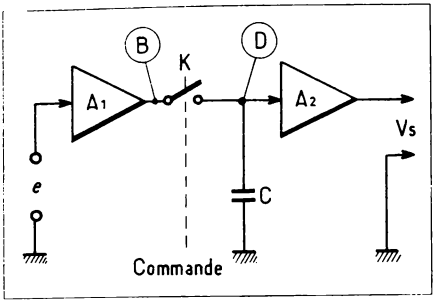


Fig. 9-1. — Schéma-bloc d'un système « échantillonneur-bloqueur » (« sample and hold »). La tension d'entrée, via l'amplificateur A_1, est utilisée à un instant donné (lors de la fermeture du « contact » K) pour charger le « condensateur mémoire » C. On lit la tension de ce dernier au moyen de l'amplificateur A_2, de très faible consommation d'entrée, pour ne pas décharger C.

Il faut que ces pièces permettent une résistance directe très faible lorsqu'elles se touchent, et qu'il y ait entre elles une résistance élevée lorsqu'elles ne sont plus en contact. Or, d'après l'expérience de l'auteur, on ne voit pas très bien pourquoi les gens parlent de « mauvais contact », ce qui nous semble un pléonasme, car cela voudrait dire qu'il en existe de bons, ce que nous n'avons pratiquement jamais rencontré.

Le dispositif qui se rapprochera peut-être le plus du contact presque correct est le relais avec des lames souples dans une ampoule de verre, commandé magnétiquement. Ce sont les relais « REED » ou « I.L.S. » (Interrupteur à lames souples). Ces relais existent en différents types, ils supportent un nombre considérable de manœuvres et permettent d'obtenir un isolement très élevé à l'état ouvert. On les commande en les plaçant dans un champ magnétique qui provoque un collage relativement brusque des lames.

Comme tous les relais, ils sont affligés du phénomène de « rebondissement », c'est-à-dire que, quand le contact se ferme, il se rouvre un très grand nombre de fois avant de se fermer définitivement.

En raison de ce fait, nous devrons limiter le temps minimal de contact à quelques dizaines de millisecondes.

Donc, si l'on emploie un contact mécanique pour réaliser une opération d'échantillonnage, cela n'aura de valeur que si la tension que nous désirons échantillonner n'a qu'une variation relativement lente : en effet, il faut que, pendant la fermeture de K, la tension varie peu.

Quels sont les dispositifs électroniques qui permettront de remplacer (avantageusement) le contact K? Nous avons essentiellement :

— les transistors à effet de champ à jonction (ou T.E.C. = Transistor à Effet de Champ, ou F.E.T. = Field Effect Transistor, ou J-F.E.T. = Junction FET);

— les M.O.S. (Metal-Oxyde-Semi-conducteur) utilisant également la conduction d'un canal sous l'effet d'un champ électrique, mais avec une électrode de commande (grille ou « gate ») isolée du canal par une couche de silice;

— les ensembles, généralement utilisés dans les portes analogiques C-MOS, qui comportent un modèle canal N en parallèle avec un modèle canal P.

Les F.E.T.

Examinons d'abord les possibilités des F.E.T. On sait que ces dispositifs comportent un canal (réalisé en silicium d'une polarité unique, généralement en silicium N), dans lequel l'action du champ électrique créé par une jonction bloquée depuis une électrode nommée grille (ou gate) réduit le passage du courant.

Si nous appliquons une tension faible entre les deux extrémités de ce canal (extrémités nommées respectivement « source » et « drain »), le courant I_D qui passe par le drain variera en fonction de la tension drain-source comme l'indiquent les courbes de la figure 9-2. Comme on le voit, ces courbes sont presque des droites. Cela tient au fait que nous limitons la tension V_{DS} à des valeurs faibles (comprises entre $-0{,}2$ V et $+0{,}2$ V).

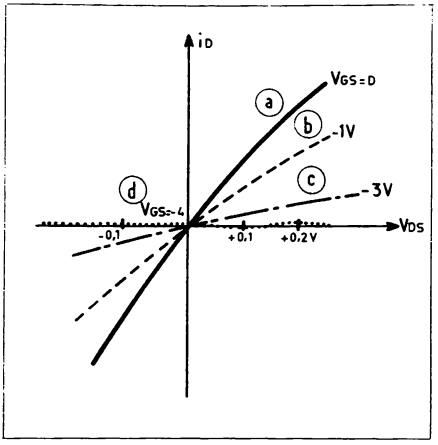


Fig. 9-2. — Pour constituer le « contact » K du montage précédent, on peut utiliser la variation de la résistance apparente source-drain d'un F.E.T. (mais on ne peut considérer ce dernier comme une résistance pour que des tensions très faibles entre drain et source, les courbes, quoique passant toutes parfaitement par l'origine, ne sont pas tout à fait des droites.

Pour une polarisation nulle de la grille par rapport à la source, nous avons la courbe (*a*), qui correspond pratiquement à celle d'une résistance placée entre la source et le drain. Cette valeur de résistance minimale est nommée R_{DON}.
Pour les plus mauvais FET elle est de 2 à 300 Ω; des modèles spéciaux permettent d'obtenir une valeur qui descend à quelques ohms.

Si nous augmentons la polarisation de la grille, nous passons, par exemple, à la courbe (*b*), qui correspond à une résistance équivalente accrue. Avec une polarisation grille encore plus forte, nous arrivons à la courbe (*c*), soit une résistance équivalente encore plus grande. Enfin, avec une forte valeur de polarisation grille, nous obtenons la « courbe » (*d*) : c'est tout simplement l'axe horizontal, le courant étant totalement bloqué : notre dispositif est donc équivalent à une résistance infinie (ou à un circuit ouvert).

Tout semble donc aller « pour le mieux dans le meilleur des mondes » pour utiliser notre FET dans un système d'échantillonnage. Malheureusement, il y a « un détail qui change tout » (comme on dit dans les techniques pétrolières). En effet, la polarisation grille doit toujours être comptée par rapport à la source. Or, dans un FET canal N, la source n'est pas une électrode définie une fois pour toute : c'est celle des deux extrémités du canal qui est au potentiel le plus bas.

Donc, si nous utilisons un tel transistor à effet de champ, pour le bloquer il n'y aura pas de problème : nous porterons sa grille à un potentiel suffisamment négatif. En revanche, pour le rendre conducteur, nous devrons remonter le poten-

tiel de cette grille; cependant, il faudra limiter ce potentiel pour qu'il reste toujours inférieur au plus bas des potentiels des deux extrémités du canal.

On pourrait objecter que, quand on rend le FET conducteur, il n'y a pas de différence de potentiel entre ces deux extrémités. C'est inexact : la résistance R_{DON} n'étant pas nulle, comme nous devons charger le condensateur C, il y aura une chute de tension aux bornes de cette résistance.

Quelque chose vient encore compliquer le problème : à la fin de la charge de C, tout le canal du FET est au potentiel du point (D) de la figure 9-1. Il faut donc que la grille soit au voisinage de ce potentiel, pendant la conduction, mais sans le dépasser, car il y aurait alors un courant passant par la jonction, courant qui viendrait perturber complètement l'échantillonnage.

Donc, si le blocage ne pose pas trop de problèmes, le déblocage en pose beaucoup, à moins de se limiter à des tensions extrêmement faibles de charge du condensateur C.

Prenons un exemple numérique : si nous utilisons un FET qui se bloque pour 4 V, comme celui dont les caractéristiques sont indiquées sur la figure 9-2, nous essaierons de le débloquer aussi franchement que possible.

Supposons maintenant que, pour un premier échantillonnage, le point (B) soit au potentiel +2 V. Pour débloquer correctement le FET, il serait souhaitable de porter sa grille à environ +2 V (en tout cas à +1 V).

Maintenant, une nouvelle valeur de potentiel appliquée à (B) est à prendre en échantillon et il se trouve qu'elle vaut −2 V. Il ne faudra pas faire monter le potentiel de grille au-dessus de −2 V, si nous ne voulons pas perturber totalement la prise d'échantillon par un courant parasite de grille.

On voit donc que, en toute rigueur, le potentiel maximal de grille devrait varier en fonction de la tension à échantillonner. Or, le propre de cette dernière est d'être inconnue, puisqu'on désire l'échantillonner pour la mesurer... Le problème semble donc sans solution. Dans le cas de notre exemple numérique, nous dirons que nous

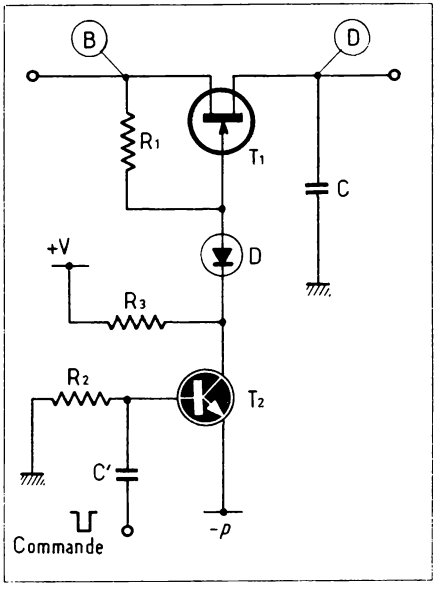


Fig. 9-3. — Pour commander la grille d'un F.E.T. à jonction, si l'on veut l'utiliser dans un ensemble échantillonneur-bloqueur, on peut utiliser ce schéma, qui ne risque pas de rendre la grille positive par rapport au canal.

nous limitons à des tensions échantillonnées variant entre +0,5 V et −0,5 V, ce qui limitera le potentiel maximal de la grille lors de la prise d'échantillon à −0, 5 V (nous bloquerons la grille par −5 V en dehors des prises d'échantillon). Donc, si le potentiel du point (B) est de +0,5 V, le déblocage du FET est loin d'être parfait puisqu'il restera une polarisation de −1 V de la grille par rapport au canal : au lieu de bénéficier de la faible résistance R_{DON} de la courbe (*a*) de la figure 9-2, nous devrons nous contenter de la résistance accrue correspondant à la courbe (*b*).

Une solution approximative pour tourner la difficulté est le montage classique de la figure 9-3. Le FET T_1 est monté entre les points (B) et (D), et sa grille est reliée au point (B) par une résistance R_1, de très forte valeur.

On commande cette grille au moyen du transistor bipolaire T_2. Son émetteur est porté à un potentiel suffisamment négatif $-p$, et ce transistor est normalement saturé, par le courant base qui lui est fourni depuis la masse à travers la résistance R. Le potentiel de son collecteur est donc voisin de $-p$, ce qui porte la grille du FET à un potentiel voisin, bloquant complètement T_1.

Pour une prise d'échantillon, on bloque momentanément T_2 par un signal de commande négatif appliqué à sa base à travers le condensateur C'. En raison de la résistance R_3, le potentiel collecteur de T_2 remonte alors à une valeur fortement positive +V. La diode D se bloque et le potentiel de la grille de T_1 va remonter, sans dépasser toutefois celui que l'on trouve, en fin de charge du condensateur, sur les points (B) et (D).

Emploi d'un MOS unique

Nous améliorerons les choses en utilisant, pour l'échantillonnage, un transistor à grille isolée du type MOS, comme celui dont le symbole est indiqué sur la figure 9-4. Nous voyons sur cette figure que les deux extrémités du canal sont appelées S et D. En effet, là aussi, nous n'avons pas de distinction géométrique entre la source et le drain : on compte comme source celle des deux électrodes qui est au potentiel le plus bas. Ce MOS est du type « à enrichissement » désigné dans les notices anglaises sous le nom « enhancement type », c'est-à-dire que le canal est normalement bloqué quand la grille G est au potentiel de la source. Ce canal ne se débloque que si G est portée à un potentiel positif par rapport à la source.

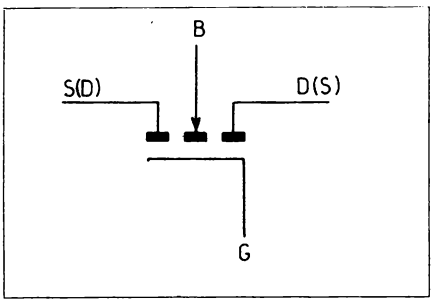


Fig. 9-4. — Le transistor M.O.S. à enrichissement (« enhancement type ») a quatre électrodes, la grille (isolée), les deux extrémités du canal (chacune peut être source ou drain suivant leurs polarités respectives) et le substrat (« bulk ») B, qui doit être négatif (cas d'un « Canal N ») par rapport à toutes les autres électrodes.

Nous voyons également que ce transistor comporte une électrode supplémentaire désignée par B. C'est le « substrat », que l'on désigne dans les notices anglaises par « bulk ». Il doit toujours être à un potentiel inférieur à celui des deux extrémités du canal, car il y a l'équivalent de deux diodes allant de ces extrémités vers le substrat B.

En plus, un transistor du type MOS sans protection spéciale sur la grille serait d'une fragilité extrême, détruit par la moindre charge électrostatique sur la grille. Il existe de tels types non protégés, leur manipulation nécessite des précautions qui font frémir.

Donc, la plupart des modèles de MOS disponibles comportent une protection sous forme d'une diode Zener. L'ensemble du dispositif est donc plus conforme à la figure 9-5 qu'à la figure 9-4.

On voit que les deux électrodes appelées (arbitrairement) source et drain sont reliées à l'électrode substrat par des diodes, la grille G étant reliée à cette même électrode par une diode Zener Z. On peut donc rendre la grille G positive par rapport à l'électrode B, jusqu'à une tension de 20 ou 30 V, mais on ne peut la rendre négative par rapport à cette électrode, que d'environ 0,6 V.

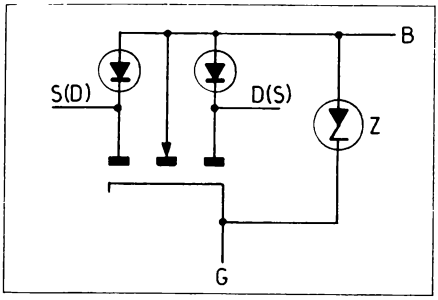


Fig. 9-5. — En réalité, presque tous les transistors M.O.S. ont une protection de grille par une diode Zener. Il y a, en plus, les diodes entre chaque extrémité du canal et le substrat : il faudra tenir compte de ces différentes diodes « parasites » lors du montage du M.O.S.

Il en résulte que, lors de l'utilisation d'un MOS à canal N, il faut porter la connexion B au potentiel le plus négatif que l'on trouvera lors de l'utilisation des différentes autres électrodes.

Si l'on veut réaliser un système d'échantillonnage qui permette de stocker dans le condensateur C de la figure 9-1 des tensions allant de -5 à $+5$ V, il faudra donc porter le substrat à environ -5 V. Cela limitera la tension positive sur la grille, lors du déblocage du canal pour la prise d'échantillon, à environ $+15$ V. Cette dernière valeur sera très bonne dans le cas où l'on veut charger le condensateur C à -5 V : une polarisation positive de 20 V de la grille par rapoort au canal conduit à une résistance faible entre drain et source. Mais, dans le cas où l'on veut charger C à $+5$ V, nous avons une moins bonne conduction du canal, puisque la polarisation positive de la grille par rapport à ce dernier n'est que de 10 V.

Néanmoins, étant donné les avantages de ce transistor MOS, il a presque totalement supplanté les FET à jonction pour la réalisation des portes analogiques ainsi que des systèmes d'échantillonnage.

Emploi de deux MOS complémentaires

L'utilisation de deux transistors MOS en parallèle pour l'échantillonnage, l'un à canal N (T_1 dans la figure 9-6) et l'autre à canal P (T_2 dans cette même figure) permet d'obtenir une résistance équivalente de l'ensemble des deux canaux variant relativement peu avec la tension à échantillonner.

Prenons toujours l'exemple de tensions au point (B) variant entre $+5$ et -5 V. Nous porterons le substrat B_1 de T_1 au potentiel -5 V et le substrat B_2 et de T_2 au potentiel de $+5$ V. Au repos, la grille G_1 sera à -5 et la grille G_2 à $+5$ V. Quand nous voudrons provoquer l'échantillonnage, nous porterons la grille G_1 à $+15$ V

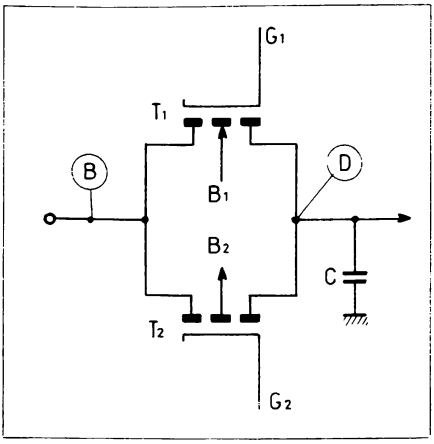


Fig. 9-6. — On réalise une porte analogique très améliorée en mettant en parallèle deux transistors M.O.S., un « canal N », T_1 et un « canal P » (T_2).

et G_2 à -15 V. Ainsi, si le potentiel du point (B) change, par exemple s'il augmente, on diminue, de ce fait, la polarisation positive de la grille G_1 de T_1 (canal N). On augmente donc la résistance équivalente drain-source de T_1. Mais, en même temps, on augmente la polarisation grille-source de T_2 (puisque c'est un modèle à canal P), donc on diminue la résistance équivalente drain-source de ce transistor. Comme on le voit, les deux actions se compensent, et l'on peut ainsi maintenir une résistance drain-source très acceptable avec une importante variation de potentiel des deux canaux lors de la prise d'échantillonnage.

Cette solution est très bonne et sera sans doute de plus en plus généralisée à l'avenir dans les systèmes de prise d'échantillon.

Échantillonnage rapide

Il y a des cas spéciaux, principalement rencontrés dans le cas de la réalisation des oscilloscopes à échantillonnage, dans lesquels on souhaite que le condensateur C soit chargé en un temps très court (une petite fraction de nanoseconde). Les solutions classiques avec les transistors MOS sont alors insuffisantes. On doit recourir à d'autres méthodes utilisant des diodes, un petit peu comme l'indique le schéma (très simplifié) de la figure 9-7.

Ici c'est un pont de quatre diodes qui remplace le commutateur K. Normalement, en raison des polarisations $+p$ et $-p$, appliquées à travers les secondaires S_1 et S_2 du transformateur de commande, ces quatre diodes sont bloquées.

Une impulsion très courte et de forte amplitude, appliquée au primaire P_r de ce transformateur, porte le point (E) à un potentiel relativement bas et le point (F) à un potentiel positif relativement haut : les quatre diodes deviennent conductrices, le courant secondaire du transformateur allant du point (F) vers le point (E).

Comme nous l'avons vu plus haut, une diode parcourue par un courant suffisant peut être considérée comme conductrice dans les deux sens, tant que le courant supplémentaire que l'on veut y faire passer ne dépasse pas la valeur du courant principal qui l'a rendue conductrice.

Ici, nous appliquons un courant important aux quatre diodes du pont. Néanmoins, ce courant ne perturbe pas la charge du condensateur C : il se referme sur lui-même par le condensateur C'.

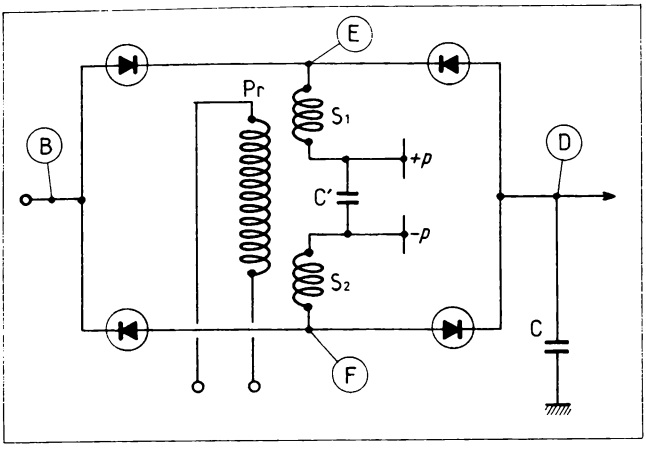


Fig. 9-7. — Système d'échantillonnage ultra-rapide, utilisé pour les oscilloscopes à échantillonnage, permettant l'observation des formes d'ondes extrêmement rapides et périodiques par une technique qui s'apparente à celle de la stroboscopie.

On utilise ce type de tête d'échantillonnage à diodes dans la sonde de l'oscilloscope; on arrive ainsi à prendre un échantillon en envoyant une impulsion primaire dont la durée peut descendre à 0,02 ns, ce qui est très exceptionnel. On ira d'ailleurs peut-être plus loin dans cette voie.

Signalons que ces impulsions très courtes se fabriquent en général au moyen de diodes « snap-off », dans lesquelles on utilise le blocage ultra-brutal du courant inverse de récupération, blocage qui se produit spontanément après la récupération de la charge stockée de part et d'autre de la jonction, quand la diode, initialement conductrice, est soumise à une polarisation inverse.

Il est à noter que, dans un échantillonnage de ce type, malgré la forte intensité du courant appliqué aux quatre diodes, qui transforme l'ensemble en une résistance assez faible, et malgré la faible valeur du condensateur C, on n'arrive pas à charger en une fois ce condensateur au potentiel de (B). C'est ainsi que, par exemple, si, juste après un échantillonnage, le potentiel de (B) a changé de 1 V, à l'échantillonnage suivant, le potentiel de (D) ne changera que de 0,2 V : on dit alors que l'efficacité d'échantillonnage est de 20 %.

On doit alors utiliser un dispositif spécial qui fait que les 80 % restant sont fournis par une sorte de réaction positive, utilisant la variation des premiers 20 %, considérées comme un taux constant de la variation finale à atteindre. La description de ces systèmes nous entraînerait trop loin.

9-2. — LES AMPLIFICATEURS

Dans l'organisation simplifiée de la figure 9-1, il y a, comme nous l'avons dit, deux amplificateurs.

L'amplificateur de lecture

Le second, A_2, est un système de « lecture » de la tension aux bornes du condensateur. Il doit donc décharger ce dernier aussi peu que possible. Donnons un ordre de grandeur des performances à réaliser.

Admettons que le condensateur C, qui joue le rôle de « mémoire de l'échantillon » ait une valeur de 500 pF. Nous désirons garder l'information en mémoire, avec une précision de 1 %, pendant un temps supérieur à cinq secondes.

Il faut donc que, en cinq secondes, nous déchargions le condensateur C d'une valeur inférieure au centième de sa charge. Cela signifie que la constante de temps constituée par ce condensateur et la résistance équivalente d'entrée de l'amplificateur A_2 doit être supérieure à cent fois la durée de lecture, c'est-à-dire à 500 s.

Or, obtenir une constante de temps de 500 s avec un condensateur de 500 pF, cela représente une résistance R de $10^{12}\ \Omega$.

Les plus performants des amplificateurs opérationnels à entrées MOS y arrivent pratiquement, pour les meilleurs d'entre eux.

On voit que le problème n'est pas simple, et qu'il l'est d'autant moins que nous souhaitons :

— un échantillonnage fait en un temps court (ce qui impose de réduire la capacité du condensateur C);

— une lecture précise pendant un temps important (ce qui suppose une décharge très faible de C pendant ce temps).

En poussant les choses plus loin, on se trouve confronté à ces deux exigences contradictoires :

— choisir une valeur de capacité très faible pour C (pour le charger très rapidement);

— choisir une valeur de capacité importante pour C, pour maintenir pendant un temps suffisant la mémoire de tension, sans le décharger.

Échantillonnage double

Le problème semble alors insoluble. Or, il ne l'est pas : on tourne la difficulté en procédant à un échantillonnage *double*.

Le principe en est le suivant : un premier échantillonnage charge, pendant un temps de quelques nanosecondes, un condensateur mémoire C d'une capacité de quelques dizaines de picofarads. Ce condensateur garde donc, à ses bornes, une tension, qui est appliquée à un amplificateur de « lecture » dont nous supposerons, par exemple, que le courant qu'il consomme à l'entrée est de 10 pA. Pour un condensateur de 50 pF, cela représente une décharge à une vitesse de 0,2 V/s.

La tension de sortie de l'amplificateur de « lecture » va descendre assez rapidement, mais nous pourrons parfaitement la considérer comme rigoureusement constante pendant une ou deux millisecondes après le premier échantillonnage. Nous utiliserons donc cette tension de sortie pour en prendre un échantillon, avec une durée d'échantillonnage atteignant plusieurs centaines de microsecondes, ce qui nous permettra maintenant de charger un second condensateur mémoire d'une capacité qui peut approcher le microfarad.

Pour ce second condensateur, il nous suffira d'utiliser un second « amplificateur de lecture » aux performances relativement modestes : s'il consomme un courant d'entrée de 100 pA, cela ne correspond qu'à une décharge voisine du centième de volt pour un temps supérieur à une minute et demie.

Si l'on excepte le cas spécial du double échantillonnage, réservé pour des circonstances relativement exceptionnelles, on voit donc que la qualité demandée

à l'amplificateur A_2, dans le montage de la figure 9-1, est essentiellement d'avoir une résistance d'entrée extrêmement élevée. Y a-t-il une autre qualité fondamentale pour cet amplificateur? On pourrait, par exemple, lui demander d'avoir un gain dynamique en tension aussi proche que possible de l'unité, ou un décalage particulièrement réduit entre sa tension d'entrée et sa tension de sortie (même si ce décalage était constant).

Nous allons voir que ni la précision du gain dynamique, ni la tension éventuelle d'offset entre l'entrée et la sortie n'ont d'importance pour l'amplificateur A_2.

La boucle de contre-réaction

En effet, nous pouvons améliorer le montage de la figure 9-1 en réalisant l'échantillonnage comme l'indique la figure 9-8.

Sur cette figure, nous avons remplacé le contact K par un transistor MOS à canal N, et nous avons représenté sous forme d'une source de tension continue *u*, extérieure à A_2, l'équivalent du décalage de tension (ou offset) que peut introduire un amplificateur de lecture.

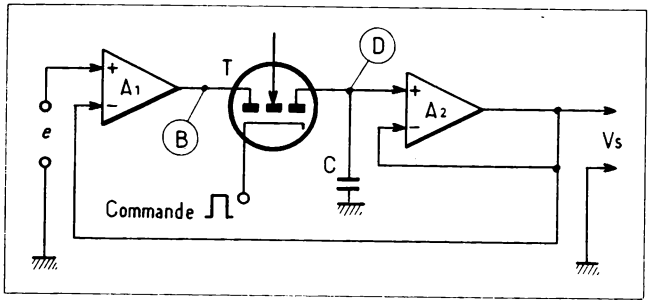


Fig. 9-8. — Montage d'un système échantillonneur-bloqueur, dans lequel une seconde boucle de contre-réaction, depuis la sortie vers l'entrée, permet de supprimer l'effet d'un décalage éventuel entre la tension de sortie et la tension du point (D) et même d'un gain dynamique inférieur à l'unité pour l'amplificateur de « lecture » A_2.

La particularité fondamentale de ce nouveau montage est la seconde boucle de contre-réaction, allant de la sortie V_S à l'entrée « — » de l'amplificateur A_1.

En effet, maintenant, lorsque le transistor T est « passant », c'est-à-dire lorsqu'on l'a débloqué par un signal positif sur sa grille, l'ensemble tend à amener la tension de sortie V_S à la valeur de *e*, puisque la boucle de contre-réaction va de la sortie V_S à l'entrée de A_1.

Donc, la présence de la tension parasite *u* n'a pas d'importance : le potentiel du point (D) ne sera pas le même que *e* à l'instant de l'échantillonnage, il montera au-dessus de cette valeur, la dépassant de *u*, pour que la tension V_S arrive exactement à *e*.

Cette boucle de contre-réaction permet donc d'utiliser, comme amplificateur A_2, un type présentant une différence de tension assez notable entre son entrée et sa sortie

Le même raisonnement permet de montrer que, si le gain dynamique en tension de A_2 n'est pas égal à l'unité, cela ne jouera pratiquement pas un grand rôle : il faudra, de toute façon, que le condensateur C se charge à la tension voulue pour que V_S prenne la valeur correspondante à la tension e à l'instant de l'échantillonnage.

Nous voyons donc que la seule qualité requise pour l'amplificateur A_2 est la très faible consommation de courant à l'entrée. Nous pourrons constituer A_2 au moyen d'un simple étage à MOS monté en « source suiveuse » ou « drain commun », montage qui a un gain dynamique pouvant s'écarter de 10 à 20 % de l'unité et qui introduit un décalage entrée-sortie de plusieurs volts. Il faut toutefois tenir compte des possibilités maximales de variations possibles du potentiel du point (B), compte tenu des limitations introduites par l'amplificateur A_1.

Prenons un exemple numérique : nous supposerons que la réponse de l'amplificateur de lecture, entre le point (D) et V_S, soit donnée par le tableau suivant :

V_D	− 5	0	+5	+10	+15 V
V_S	−10	−6	−2	+2	+6 V

On voit sur ce tableau que le décalage entre l'entrée et la sortie est de 6 V quand $V_D = 0$, et que le gain dynamique de l'étage n'est que de 0,8 (4 V de variation de la tension de sortie pour 5 V de variation de V_D).

Dans ces conditions, on voit que, si l'amplificateur A_1 ne peut fournir, au point (B), que des tensions comprises entre −13 et +12 V, il vaudra mieux limiter la variation possible de V_S à +3 V (qui correspond à un peu plus de 11 V pour V_D), alors qu'on pourra se permettre d'aller relativement bas pour la valeur la plus négative de V_S.

L'amplificateur d'entrée

La qualité dominante que l'on demandera donc à l'amplificateur A_1 est d'avoir une faible tension d'offset, puisque c'est cette dernière qui va conditionner toute la précision de l'échantillonnage.

Il y a une autre qualité assez importante que l'on peut exiger de A_1 : une valeur relativement élevée du courant maximal de sortie. En effet, nous demandons à cet amplificateur de charger C aussi rapidement que possible. Ce dernier point mérite que l'on s'y arrête un peu.

En l'absence de la boucle de contre-réaction de la figure 9-8, le système de la figure 9-1 réalisait la charge de C depuis une source de tension (tension de sortie de A_1), ayant une résistance interne égale à la somme de la résistance du « contact » K et de la résistance interne de sortie de A_1. Désignons cette résistance totale par R : tout se passe comme si C était chargé à travers une résistance R par une tension donnée U.

On sait que, dans ce cas, la tension aux bornes de C varie suivant une loi exponentielle, et que, en particulier, C est chargé à 95 % de la tension U au bout d'un temps presque égal au triple de la constante de temps $R \times C$.

Si nous désirons une précision de charge de 99 %, il faut compter une durée à peu près égale à 4,6 fois la constante de temps; il faudra à peu près 7 fois R.C. pour arriver à une charge terminée à 1/1 000 près.

Nous allons accélérer beaucoup les choses par l'emploi du montage de la figure 9-8. En effet, pendant la durée de l'échantillonnage, la boucle de contre-réaction est appliquée à l'entrée de A_1. Ainsi, tant que l'on n'est pas arrivé à $V_S = e$, l'amplificateur A_1 est en saturation haute ou basse : il débite donc, à travers le

transistor d'échantillonnage T, le courant maximal qu'il peut donner. Il faut toutefois tenir compte du fait que le courant de charge de C peut se trouver un peu réduit par rapport à ce maximum, du fait de la résistance du canal de T débloqué.

La charge de C

Prenons un exemple numérique pour voir comment les choses se passent.

Nous supposerons que l'amplificateur A_1 a une tension de sortie qui peut varier de -11 à $+12$ V; nous supposerons aussi que son courant maximal de sortie est limité à ± 12 mA. Nous prendrons un condensateur C de 10 nF, et nous admettrons que la résistance équivalent du MOS T de la figure 9-8 vaut environ 500 Ω lorsque T est débloqué.

En l'absence de contre-réaction globale, nous devons charger un condensateur de 10 nF à travers une résistance de l'ordre de 500 Ω. Cela correspond à une constante de temps R.C de 5 μs. Il faudra donc environ 23 μs pour atteindre la tension e à 1 % près, et près de 35 μs pour l'atteindre à 0,1 % près.

Supposons maintenant que nous utilisions la boucle de contre-réaction globale de la figure 9-8, et que nous désirions faire passer la tension aux bornes de C de 0 V (avant échantillonnage) à $+3{,}6$ V (après échantillonnage).

Une première remarque à faire est la suivante : pendant toute la charge de C, le courant maximal de A_1 est le seul qui limite cette vitesse : puisque la force électromotrice de sortie de A_1 peut atteindre 12 V, il suffit de 6 V de tension aux bornes de la résistance de 500 Ω constituée par T débloqué pour avoir les 12 mA représentant la limite du courant de sortie de A_1. Nous avons toujours cette valeur; donc nous pouvons conclure que le condensateur C se chargera à une vitesse dont la limitation ne vient que du courant maximal de sortie de A_1.

Or, un courant de 12 mA chargeant un condensateur de 10 nF correspond à une variation de tension à ses bornes de 1,2 V/ μs. Donc, pour le charger à 3,6 V, il nous faudra 3 μs. Étant donné le gain extrêmement élevé de l'amplificateur A_1, pendant la portion de temps (très courte) où la vitesse de charge de C n'est plus limitée par le courant maximal de A_1, tout se passe comme si la constante de temps $R \times C$ était divisée par le gain en boucle ouverte de l'amplificateur. Ce gain étant largement supérieur à 1 000 (il est plus voisin, généralement, de 100 000), on voit que l'influence de la « constante de temps réduite » est absolument négligeable. Seule, la valeur maximale du courant de sortie de A_1 limite la vitesse de charge. Pour une excursion de tension aux bornes de C limitée à 4 V, il nous suffira d'une durée d'échantillonnage supérieure à 4 μs : on voit l'amélioration très importante de la rapidité réalisée par le montage de la figure 9-8.

Signalons que l'on peut, si on le désire, ramener en contre-réaction sur l'amplificateur A_1, au lieu de la tension V_S elle-même, une fraction $1/k$ de V_S. On aura alors, à la fin de l'échantillonnage :

$$V_S = k\, e$$

Une dernière recommandation importante est la suivante : dans un montage comme celui de la figure 9-8, après la prise d'échantillon, e peut varier. Comme la boucle de contre-réaction est maintenant ouverte (T est bloqué), l'amplificateur A_1 passe immédiatement en saturation haute ou basse. Il faut alors s'assurer que le potentiel du point (B) n'atteint pas les valeurs pouvant éventuellement redébloquer le transistor d'échantillonnage T. Prenons un exemple numérique : nous supposerons que T est un modèle à canal N, et que nous venions d'échantillonner une tension qui porte le potentiel de (D) à -1. Nous avons bloqué T en portant sa

grille à -10 V. Maintenant, *e* change devient un peu plus bas que V_S : A_1 passe en saturation basse, ce qui correspond, par exemple, à un potentiel de -14 V au point (B). Maintenant, comme $V_D = -1$ et $V_B = -14$ V, c'est le point (B) qui doit être considéré comme source du transistor T. La grille étant à -10 V et la source à -14 V, T est polarisé par un V_{GS} de $+4$ V. Il y a donc de fortes chances pour qu'il redevienne conducteur, ce qui va changer le potentiel du point (D) et perturber l'échantillonnage.

Si l'on veut éviter cet effet perturbateur, il y a plusieurs moyens :

— choisir une polarisation négative de blocage plus importante pour la grille;

— agir, par une commande adéquate, sur la ligne de commande de l'entrée « — » de A_1, de telle sorte que cette entrée soit portée, en dehors de l'échantillonnage, à un potentiel négatif suffisamment bas : ainsi, A_1 est toujours en saturation haute, ce qui ne risque pas de débloquer le transistor T entre deux échantillonnages.

Signalons, pour terminer ce qui a trait à l'échantillonnage, qu'il existe des circuits intégrés permettant de réaliser l'échantillonnage avec un minimum de composants extérieurs. Nous pensons, en particulier, au HA 2425 (HARRIS SEMICONDUCTOR) qui comporte l'amplificateur A_1, l'amplificateur A_2, le transistor T et l'amplificateur qui commande sa grille, à partir d'un signal fourni au niveau logique T.T.L.

Avec un tel circuit, la seule chose qui compte est le rapport du temps d'échantillonnage au temps de lecture. Plus le temps d'échantillonnage est grand, plus on peut choisir une valeur élevée de C, ce qui augmente dans la même proportion la durée de lecture avec une précision donnée.

CHAPITRE 10

Division de fréquence

Nous allons maintenant essayer, étant donné un signal périodique à fréquence F, *d'obtenir un signal à fréquence* F′, *inférieure à* F, *et liée à* F *par la relation :*

$$\frac{F}{F'} = N > 1$$

Il y a deux cas à considérer :

— N *est un entier positif : on veut alors obtenir une période du signal de sortie pour* N *périodes du signal d'entrée ;*

— N *est une fraction rationnelle, c'est-à-dire le quotient de deux nombres entiers, le numérateur étant supérieur au dénominateur. Ce second cas se trouve quand on veut réaliser des synthétiseurs de fréquences.*

La question qui se pose tout de suite est la suivante : « Pourquoi réaliser une division de fréquence? ». C'est tout simplement parce que, dans de nombreux cas, on dispose d'un signal à fréquence parfaitement connue, mais qui n'est pas celle que l'on désirerait utiliser.

Par exemple, dans la simple division de fréquence par un nombre entier, il arrive souvent que l'on parte d'un oscillateur à quartz, délivrant un signal à une fréquence de 5 MHz par exemple, alors que l'on souhaite obtenir des signaux périodiques à 1 Hz. L'utilisation de la fréquence élevée (5 MHz) est obligatoire : c'est le seul moyen d'obtenir une oscillation à fréquence très stable.

Nous commencerons par étudier la division par un nombre entier.

10-1. — DIVISION A RAPPORT ENTIER ET CONSTANT

Il y a de nombreux moyens pour réaliser cette division. Jusqu'à une époque relativement proche, on distinguait deux espèces de divisions :

— la division apériodique (divisant la fréquence d'entrée par un nombre entier N, indépendant de la fréquence d'entrée);

— la division « périodique », qui ne peut diviser par N la fréquence d'un signal que si ce dernier garde une fréquence constante.

La division périodique était, par exemple, utilisée pour obtenir une fréquence constante et basse à partir de l'oscillation d'un quartz. Elle utilisait un oscillateur à relaxation (par exemple un multivibrateur), légèrement synchronisé par la fréquence à diviser. On corrigeait ainsi la fréquence propre de l'oscillateur, dans la mesure où cette correction n'agissait que peu.

Si nous parlons de la division périodique à l'imparfait, c'est que nous la citons comme moyen utilisé autrefois, mais qui n'a plus de raisons d'être de nos jours, avec le développement de tous les circuits intégrés.

Division par une puissance de 2

Nous commencerons par évoquer le cas le plus simple de tous : la division par un nombre tel que 2, 4, 8, 16, 32, 64... (autrement dit, par une puissance de 2).

Pour cela, nous utiliserons tout simplement des bistables, appelés aussi « flip-flops », que l'on commande sur leur entrée horloge. Nous avons déjà rencontré ces circuits lors de leur utilisation pour la production de signaux rectangulaires symétriques (p. 31). Signalons que de nombreux circuits intégrés contiennent un grand nombre d'étages diviseurs de fréquence par 2 : il y a maintenant des circuits contenant 15 ou 16 de ces étages, qui permettent donc une division par :

$$2^{15} = 32\,768 \quad \text{ou} \quad 2^{16} = 65\,536$$

Ces circuits sont très employés, par exemple, dans les montres numériques à quartz. On utilise un oscillateur à quartz sur la fréquence 32 768 ou 65 536 Hz, que l'on fait suivre de 15 ou 16 étages diviseurs par 2, pour obtenir les impulsions à une période par seconde, utilisées dans les compteurs qui serviront à mesurer le temps.

Des circuits encore plus courants sont les diviseurs par 16. On en trouve souvent deux, indépendants l'un de l'autre, dans le même boîtier : en les mettant en cascade, nous avons ainsi huit étages binaires, ce qui permet une division par 256.

Dans de telles réalisations, si l'on désire diviser une fréquence relativement élevée, il faut prévoir en conséquence les premiers étages. C'est ainsi que, par exemple, si la fréquence d'entrée ne dépasse pas 5 MHz, tous les étages binaires peuvent être du type C-MOS, ce qui permet d'avoir une consommation faible (surtout pour les étages qui basculent relativement peu de fois par seconde).

Pour des fréquences entre 5 et 25 MHz, il est préférable d'équiper les premiers basculeurs d'étages T.T.L.

Si l'on veut aller plus haut en fréquence, on utilisera alors des bistables du type E.C.L., qui permettent d'atteindre, et même de dépasser 500 MHz.

Nous n'en dirons pas plus sur ces divisions binaires, tout à fait classiques maintenant, et pour lesquelles les notices des constructeurs de circuits intégrés donnent toutes les informations nécessaires. Le seul point à signaler est que, dans certains cas, il faut prévoir une mise en forme du signal d'entrée, pour que ce dernier ait des flancs suffisamment raides.

Division par une puissance de 10

De même que la division par 2 est devenue maintenant quelque chose de très banal, la division par 10 se fait également avec une grande facilité au moyen des « décades » intégrées.

Rappelons que ces circuits ont dix états différents, généralement traduits par une combinaison logique de quatre sorties, appelées A, B, C et D. Une décade passe de l'état zéro à l'état 1 quand elle reçoit une première impulsion; elle passe de l'état 1 à l'état 2 quand elle reçoit l'impulsion suivante... Elle passera de l'état 8 à l'état 9 quand elle recevra l'impulsion correspondante; une impulsion supplémentaire la fera repasser de l'état 9 à l'état zéro.

Au moment où une décade repasse par l'état zéro, sa sortie D repasse de l'état logique 1 à l'état 0. Cette sortie peut donc être utilisée comme entrée par une décade suivante. Avec deux décades intégrées on peut donc diviser par 100; en en mettant 3, 4, 5..., on divisera donc par 1 000, 10 000, 100 000...

Cette technique est très employée lorsque l'on dispose d'un oscillateur à quartz ayant une fréquence parfaitement définie, rigoureusement égale à 10 MHz, ou à 1 MHz, et que l'on désire obtenir différentes fréquences qui soient des puissances de 10.

Rappelons quelques détails concernant les sorties A, B, C et D d'une décade, dans le cas (très classique) où cette décade est du type « décimal codé binaire » que l'on désigne par « BCD » (ne pas confondre ces lettres, qui sont des abréviations, avec les dénominations des sorties...).

La figure 10-1 montre comment varient les niveaux logiques des quatre sorties d'une telle décade quand on envoie, à l'entrée de cette dernière, une vingtaine d'impulsions. On voit que la sortie A est la seule à être en signaux carrés symétriques, ayant une période 2 × T, si T est la période de répétition des impulsions à l'entrée.

La sortie B passe deux fois au niveau haut pour dix impulsions d'entrée; cette sortie donne une forme d'onde qui *n'est pas* faite de signaux symétriques.

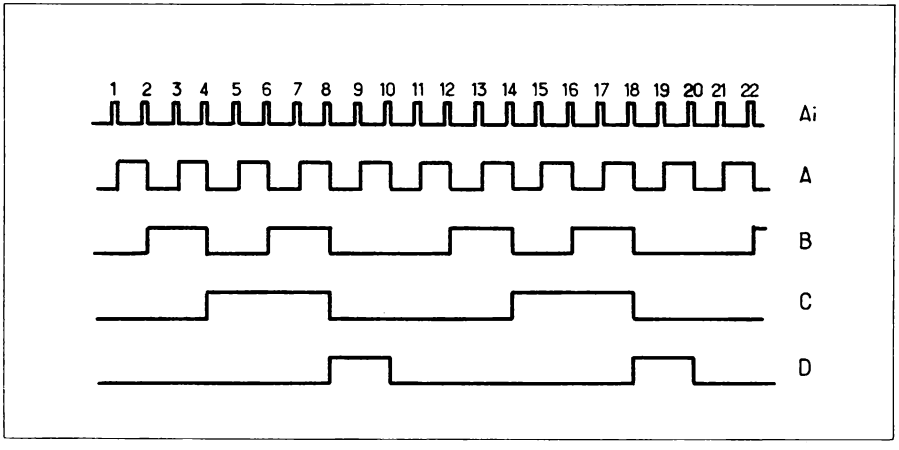


Fig. 10-1. — Formes d'ondes des sorties A, B, C et D d'une « décade » fonctionnant suivant le code « BCD » (décimal codé binaire). On a envisagé ici vingt impulsions d'entrée pour que l'on puisse voir les formes d'ondes disponibles sur les quatre sorties.

La sortie C n'a qu'une période pour dix impulsions d'entrée. Le signal en C n'est pas symétrique : il est haut pendant 4 × T, et bas pendant 6 × T.

La sortie D n'a, elle aussi, qu'une seule période pendant une durée de 10 × T. Elle est plus dissymétrique que C, puisqu'elle n'est haute que pendant 2 × T, alors qu'elle est basse pendant 8 × T.

Donc, si nous voulons obtenir un signal de sortie rectangulaire pas trop dissymétrique, il vaut mieux utiliser la sortie C.

Si nous avions voulu obtenir un signal de sortie parfaitement symétrique, cela ne serait possible qu'avec certaines décades (comme la SFC 490 ou SN 7490) qui comporte deux parties relativement indépendantes :

— un diviseur binaire, dont l'entrée s'appelle A_i et la sortie A (cet étage divise la fréquence par 2);

— un ensemble compteur par 5, dont l'entrée est BD_i, et dont les sorties sont B, C et D.

En utilisation normale, on attaque cette décade par des impulsions sur l'entrée A_i; la sortie A du diviseur binaire est connectée extérieurement à l'entrée BD_i du cycle de 5.

Mais, si nous désirons uniquement faire une division de fréquence par 10, en obtenant des signaux de sortie symétriques, nous pouvons envoyer la fréquence à diviser sur l'entrée BD_i, puis utiliser une des sorties, C ou D, pour commander l'entrée du diviseur A_i. Ainsi, la fréquence du signal appliqué à BD_i est d'abord divisée par 5, puis appliquée à un étage binaire, qui la divise à nouveau par 2, donnant un signal de sortie symétrique.

Signalons un autre moyen d'obtenir un signal rectangulaire symétrique à la fréquence F/10, en utilisant des décades d'un autre type, nommées : « décades à dix sorties décodées ».

De telles décades (comme la SCL 4017), ont dix sorties différentes, qui passent, à tour de rôle, à l'état logique bas, chacune ne restant dans cet état qu'entre l'impulsion qui l'a commandée et l'impulsion suivante.

On peut alors utiliser la sortie « zéro » et la sortie « cinq » pour commander, par la première, l'entrée R (reset) d'un basculeur bistable R-S, l'autre commandant l'entrée S (set) de ce même basculeur. La sortie du basculeur changera donc d'état toutes les cinq impulsions d'entrée.

Si nous avons signalé particulièrement cette décade à dix sorties décodées, c'est parce que nous l'utiliserons éventuellement pour d'autres types de division.

Division par p entier ($p < 10$) en utilisant une décade

Normalement, une décade utilisée en diviseur nous permet d'obtenir une division de fréquence par 10. Lors de cette utilisation, nous maintenons la remise au zéro au niveau « inopérant », c'est-à-dire au niveau logique qui fait que cette remise à zéro n'agit pas.

On peut utiliser les décades pour diviser par un nombre quelconque de 3 à 9 (inclus); il suffit de réaliser des connexions adéquates pour y arriver.

Nous commencerons par le cas de la décade du type SFC 490 ou SN 7490, qui comporte deux entrées R_0, qui provoquent la remise à l'état 0 de cette décade lorsqu'elles sont portées toutes les deux au niveau logique haut.

Nous allons utiliser cette remise à zéro pour raccourcir le cycle normal de fonctionnement et obtenir ainsi un comptage par un nombre inférieur à 10.

Nous pouvons en donner tout de suite une application : nous souhaitons, par exemple, diviser par six. Comme le montrent les formes d'onde de la figure 10-1, l'impulsion n° 6 est celle qui est suivie par un état logique haut sur B et sur C.

Donc, si nous réalisons le branchement de la figure 10-2, la décade sera ramenée à l'état zéro dès qu'elle atteindra l'état n° 6. En effet, immédiatement après l'arrivée de la sixième impulsion, les sorties B et C passant, pour la première fois, à l'état logique haut simultanément provoqueront la remise au zéro. Le signal

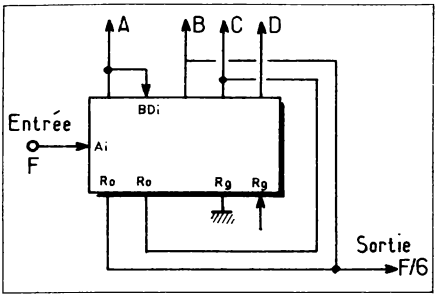


Fig. 10-2. — Montage de « truquage » d'une décade du type SFC 490 ou SN 7490 pour la faire compter par six : elle sera automatiquement remise au zéro quand les sorties passeront par l'état 6, puisque c'est le premier où l'on aura un niveau haut à la fois sur les deux entrées de remise à zéro de la décade, ce qui est indispensable pour obtenir la remise à zéro.

sur la sortie C repassera au niveau logique zéro presque immédiatement après son passage à l'état logique 1 : nous ne trouverons, sur cette sortie, qu'une impulsion d'une dizaine de nanosecondes.

Nous pourrons utiliser la sortie B comme sortie de fréquence divisée. Il faudra toutefois débarrasser cette sortie de l'impulsion très brève qui apparaît sur elle au moment de l'impulsion d'entrée n° 6 (comme c'est le cas sur la sortie C).

Nous voyons, sur la figure 10-2, les deux entrées R_9 : nous en avons mis une à la masse, ce qui rend ces entrées inopérantes, car nous ne les utilisons pas encore dans le montage diviseur par six.

C'est par un principe tout à fait analogue que l'on peut diviser par trois : les entrées R_0 seront commandées respectivement par les sorties A et B.

La division par quatre serait possible en commandant les deux entrées R_0 par la sortie C : il est préférable de réaliser une telle division par deux bistables en cascade.

Pour diviser par 5, nous commanderons les deux entrées R_0 respectivement par A et C : c'est seulement après l'impulsion n° 5 que nous aurons des niveaux logiques hauts simultanément sur ces deux sorties, provoquant la remise à zéro de la décade.

Nous avons vu, sur la figure 10-2, le montage permettant de diviser par six.

La division par sept se réalise suivant une technique particulière que nous verrons plus loin. On pourrait diviser par huit en commandant les deux entrées R_0 par la seule sortie D; il serait préférable, pour diviser par 8, d'utiliser trois bistables en cascade.

Pour la division par 9, pas de problème : la sortie D commande une des entrées R_0 et la sortie A commande l'autre.

Division par 7

Reste la division par 7. Nous utiliserons alors les deux entrées R_9. Ces entrées, quand elles sont simultanément au niveau logique haut, mettent la décade dans l'état n° 9 (A et D au niveau haut, B et C au niveau bas).

Donc, si nous les utilisons comme l'indique la figure 10-3, quand la décade arrivera à l'état n° 6, c'est-à-dire quand B et C passeront au niveau haut, elle sera immédiatement amenée à l'état n° 9. Il lui faudra donc une impulsion pour passe, à l'état zéro, et six autres pour arriver de nouveau à l'état n° 6. En d'autres termes la décade « saute » les états n° 6, 7 et 8. Elle compte donc par 7, en éliminant trois des états sur dix.

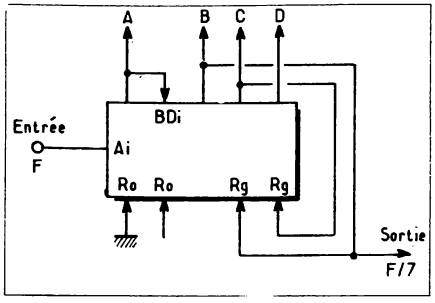


Fig. 10-3. — Si l'on fait agir les sorties B et C de la décade sur les deux entrées de « remise à 9 », la décade va « sauter » de l'état n° 6 à l'état n° 9, elle va donc repasser dans le même état toutes les sept impulsions d'entrée : on réalise ainsi une divison de fréquence par 7.

En utilisant une décade à dix sorties décodées, on peut compter également par n'importe quel nombre entier inférieur à dix : on utilise une des sorties décodées pour commander la remise à zéro. Suivant la sortie utilisée, on commande ainsi la remise au zéro après un nombre entier N d'impulsions inférieur ou égal à 9.

Signalons que la division par six est employée, associée à une division par 10, pour obtenir les minutes à partir d'un signal à un top par seconde.

Division par un nombre entier entre 10 et 100

Nous devons évidemment utiliser plus d'une décade : nous en prendrons deux.

Si nous utilisons des décades du type 7490, nous disposons de quatre possibilités :

1° remettre les deux décades à zéro, soit le tout à zéro;

2° remettre les deux décades à 9, soit le tout à 99;

3° remettre la décade des unités à 9, la décade des dizaines à zéro, soit le tout à 09;

4° remettre la décade des unités à zéro, la décade des dizaines à 9, soit le tout à 90.

Dans le premier cas, il faut commander cette « remise à l'état initial » (état 00, 99, 09 ou 90) lorsque le compteur atteint le nombre N par lequel on veut diviser. Dans le second cas, la remise à l'état initial doit se faire lorsque le compteur arrive à N — 1 (puisque le compteur, remis à 99, nécessitera une impulsion pour revenir à zéro). Dans le troisième cas (remise à 09), il faut commander la remise à l'état initial lorsque le compteur arrive dans l'état N + 9 (puisque le compteur partira de l'état n° 9). Dans le quatrième cas (remise à 90), il faut commander la remise à l'état initial quand le compteur arrive dans l'état N — 10, puisqu'il faudra dix impulsions pour l'amener, par la suite, dans l'état zéro.

On choisira celle de ces quatre possibilités qui donne, sur les huit sorties des deux décades, une configuration particulièrement facile à déceler.

La première coïncidence

Il convient de préciser ici un point important : nous ne choisirons pas forcément, comme configuration qui, par des portes, commande la remise à l'état initial, celle qui ne se présente qu'une seule fois quand on arrive à l'état N, N — 1, N + 9 ou N — 10, mais celle qui se présente *pour la première fois* quand on arrive dans l'état en question.

Donnons ici un exemple. Si nous voulons, par exemple, compter par 42 en remettant le compteur à zéro (sur les deux décades) quand il arrive dans l'état 42, nous pourrons prendre comme configuration des sorties celle qui correspond à un niveau haut sur la sortie B des unités et sur la sortie C des dizaines. Si nous comptons depuis zéro, cette configuration ne peut se présenter avant l'état nº 40, puisqu'il faut que la décade des dizaines ait atteint l'état nº 4 pour que sa sortie C passe au niveau haut. Si, en plus, nous attendons que la sortie B de la décade des unités soit à l'état haut, cela ne se produit, pour la première fois après l'état nº 40, que lorsque la décade des unités arrive à l'état nº 2, donc quand le compteur est dans l'état nº 42.

Mais il ne faut pas oublier que la sortie C de la décade des dizaines est au niveau haut pour les états 4, 5, 6 et 7 de cette décade. De même, la sortie B de la décade des unités est au niveau haut pour les états 2, 3, 6 et 7 de cette décade.

Autrement dit, la configuration où la sortie D de la décade des dizaines et la sortie B de celle des unités sont simultanément au niveau haut se produit pour les états :

42, 43, 46, 47, 52, 53, 56, 57, 62, 63, 66, 67, 72, 73, 76 et 77.

Cette configuration n'est donc pas du tout typique de l'état nº 42. Mais, si l'on part de zéro, elle ne se rencontre *pour la première fois* que pour l'état nº 42. Donc, si on utilise l'apparition de cette configuration pour remettre le compteur à zéro, ce dernier ne pourra pas passer par les états 43, 46, 47, 52..., etc.

Qu'avons-nous gagné en utilisant ce système? Une importante simplification de la logique de commande. En effet, si nous voulons une logique qui nous détecte *uniquement* l'état nº 42, il faudra une fonction de BOOLE de la forme $C'\overline{B}'\overline{A}'\overline{C}B\overline{A}$ pour commander la remise au zéro (les niveaux désignés par le symbole « prime » sont relatifs aux sorties de la décade des dizaines). Autrement dit, il nous faudra tenir compte du fait que la sortie C′ de la décade des dizaines est au niveau haut, alors que ses sorties B′ et A′ sont au niveau bas, et que la sortie B de la décade des unités est au niveau haut, alors que ses sorties C et A sont au niveau bas. Il nous faut donc commander la remise à zéro par un jeu de logiques qui est un circuit à six entrées (une entrée pour C′, une autre pour B′, une autre pour A′, une autre pour C, une autre pour B et une sixième pour A).

Avec la remise à zéro commandée par la fonction logique C′B′, nous n'avons besoin que d'un circuit logique à deux entrées.

Or les commandes de remise à zéro (ou de remise à 9) des décades sont commandées par des circuits logiques internes, qui ont deux entrées chacun : dans le cas de notre exemple, aucune porte logique extérieure aux décades ne sera nécessaire. Nous relierons simplement la sortie C de la décade des dizaines à une entrée R_0 de la décade des dizaines et à une entrée R_0 de la décade des unités. Les entrées R_0 restantes seront commandées par la sortie B de la décade des unités. Bien entendu, pour que l'ensemble des deux décades fonctionne normalement en compteur par cent (du moins entre 00 et 41), il faudra coupler la sortie D de la décade des unités à l'entrée de la décade des dizaines.

Il suffit d'un peu d'expérience pour choisir le type de remise à l'état initial qui correspond à une configuration de remise dans cet état d'une simplicité maximale.

Par exemple, si nous voulons diviser par 71, le choix de la remise à zéro est contre-indiqué. En effet, pour déceler le passage à l'état n° 71 par une configuration qui se présente pour la première fois, nous sommes obligés de prendre la fonction de BOOLE :

$$C'B'A'A$$

qui nécessite une porte « et » à quatre entrées. Mais, si l'on utilise la remise à 99, il ne faut plus que C'B'A' (on remet le compteur à 99 quand il arrive dans l'état 70). La remise à 90 pourra se faire par la fonction de BOOLE B'C'A (qui correspond à l'état 61). Ces deux solutions nécessiteront une logique à trois entrées, déjà plus simple que celle qui était nécessaire pour la remise à zéro. Mais, en choisissant la remise à 09, on pourra remettre à zéro lorsque le compteur arrive dans l'état n° 71 + 9 = 80, ce qui se fera en faisant remettre à 09 par la seule sortie D' de la décade des dizaines.

Ce sont des solutions de ce genre que l'on emploie dans les horloges électroniques et les montres à quartz pour compter par 12 ou par 24.

10-2. — DIVISION A RAPPORT PROGRAMMABLE FIXE

Dans tous les exemples précédents, nous avons réalisé un certain rapport de division par un *câblage* approprié : c'était le fait de relier telle sortie de telle décade à une ou plusieurs entrées de remise à zéro ou à neuf qui déterminait le rapport de division. Ce dernier ne peut alors être changé qu'en modifiant le câblage. Évidemment, on peut rendre le rapport de division modifiable par emploi d'un commutateur qui change le type de câblage, mais la manœuvre d'un tel commutateur nécessite une durée non négligeable, ce qui peut être un inconvénient majeur dans de nombreuses applications.

Les systèmes de division que nous allons étudier maintenant présentent l'avantage de permettre une modification du rapport de division par simple modification des niveaux logiques de quelques entrées. Ainsi, le rapport de division est fixé par un programme, au lieu de l'être par un câblage. Nous passons du rapport *câblé* au rapport *programmé*.

Méthodes utilisant des compteurs prépositionnables

Il y a des compteurs décimaux qui présentent l'avantage de pouvoir être mis, au départ, dans un état quelconque, choisi par des niveaux logiques appliqués à des entrées.

Fonctions du circuit

Par exemple, le type 74192 comporte (fig. 10-4) les quatre sorties normales d'une décade, repérées par A, B, C et D. Il comporte, en outre, quatre entrées de prépositionnement, A_i, B_i, C_i et D_i, ainsi qu'une entrée dite « charge » (ou « load »). Tant que l'entrée charge est au niveau logique haut, tout se passe comme si les entrées A_i, B_i... étaient déconnectées : le compteur compte normalement les tops appliqués à son entrée H (horloge), le résultat du comptage étant lu sur les sorties A, B, C et D.

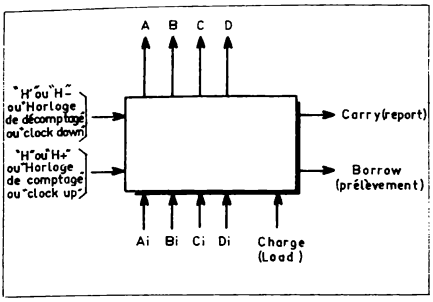


Fig. 10-4. — Un décade « réversible » peut avoir deux entrées, l'une (H+, « Horloge de comptage » ou « clock up ») correspondant à une augmentation du contenu de la décade à chaque impulsion, l'autre (H−, « Horloge de décomptage » ou « clock down ») provoque une diminution de l'état du compteur à chaque impulsion reçue. La sortie peut se faire sur le « report » (ou « carry ») ou sur le « prélèvement » (ou « borrow ») suivant le sens de comptage. Les entrées avec un indice *i* servent au « prépositionnement » du compteur, ce dernier ayant lieu sur l'ordre de l'entrée « charge » ou « load ».

Mais, dès que l'on porte l'entrée « charge » au niveau logique bas, le compteur prend l'état déterminé par les niveaux appliqués aux entrées A_i, ... Par exemple, si l'entrée D_i est la seule au niveau bas, les entrées A_i, B_i et C_i étant toutes au niveau haut, le fait de porter l'entrée charge au niveau bas amène automatiquement le compteur dans l'état n° 7 (qui correspond à $A = B = C = 1$, $D = 0$). Autrement dit, dès que l'on porte l'entrée « charge » au niveau bas, les niveaux des entrées d'indice *i* se trouvent « recopiés » par les sorties correspondantes : par exemple la sortie B prend l'état de l'entrée B_i.

Il s'agit là, en quelque sorte, d'une « extension » de la commande de remise à zéro : on peut « remettre à 7 » ou « remettre à 3 » la décade, en appliquant le nombre binaire 7 ou 3 sur les entrées i et en amenant momentanément l'entrée « charge » au niveau logique bas.

Même si ce compteur n'était pas capable de fonctionner en « décomptage » (il en est capable, et nous y reviendrons), nous pourrions l'utiliser pour diviser par un nombre fixé par un programme.

Comptage avec prépositionnement

Supposons, par exemple, que nous souhaitions diviser par un nombre N, compris entre 11 et 99 (pour un nombre égal ou inférieur à dix, une seule décade suffit) en utilisant deux décades de ce type. Il nous suffira de prépositionner le compteur au début dans l'état : 100 — N, et de faire en sorte que, lorsqu'il arrive dans l'état n° 100, une impulsion soit appliquée sur l'entrée « charge », remettant ainsi le compteur dans l'état 100 — N.

Par exemple, pour diviser par 41, nous prépositionnerons le compteur dans l'état 100 — 41 = 59. Il faudra donc avoir 5 sur la décade des dizaines, et 9 sur celle des unités.

Les entrées d'indice « *i* » de la décade des dizaines seront donc :

$$A'_i = 1,\ B'_i = 0,\ C'_i = 1 \qquad \text{et} \qquad D'_i = 0$$

De même, pour la décade des unités, que l'on veut prépositionner à 9, il faudra donc :

$$A_i = 1,\ B_i = C_i = 0,\ D_i = 1$$

Il reste à commander l'entrée « charge » par une impulsion négative chaque fois que le compteur arrive à l'état n° 100. Or, comme on le voit sur la figure 10-4, chaque décade est munie d'une sortie dite « carry » (ou « report »), sur laquelle

on a une impulsion négative quand la décade repasse de l'état n° 9 à l'état n° 0. On utilise cette impulsion, venant de la décade des unités, pour commander l'entrée horloge de la décade des dizaines. On peut utiliser l'impulsion de sortie « carry » de cette dernière décade pour commander les entrées « charge » des deux décades. Il y aura donc automatiquement un prépositionnement du compteur à 59 chaque fois que l'ensemble des deux décades repasse par l'état n° 100.

Ainsi, le compteur démarre dans l'état n° 59. Après 40 impulsions il est dans l'état n° 99. La 41e impulsion le fait passer momentanément dans l'état n° 100, ce qui provoque la sortie d'une impulsion négative sur la sortie « carry » des dizaines. Cette impulsion, appliquée aux entrées « charge » des deux décades, remet le tout dans l'état n° 59 et on recommence le cycle de la même façon.

Il peut se faire que l'on ait ainsi une sécurité de fonctionnement un peu insuffisante, en raison de la durée trop courte de l'impulsion « carry » de la décade des dizaines (cette impulsion se coupe elle-même, car elle ne peut plus exister quand le compteur est revenu dans l'état initial, où elle le fait précisément revenir). Pour assurer une bonne fiabilité du système, on peut donc être amené à utiliser un circuit monostable commandé par la sortie « carry » et dont la sortie commande les entrées « charge ».

L'inconvénient de ce système est que l'on doit, pour afficher le taux de division, prendre le complément à 100 de ce taux. Il existe des circuits logiques « soustracteurs », qui permettent facilement, à partir du nombre correspondant au rapport de division à réaliser, d'en prendre le complément à 100, mais on peut faire bien plus simple.

Utilisation du décomptage

En effet, la décade dont nous avons parlé est encore plus perfectionnée que nous ne l'avons indiqué jusqu'ici : elle permet de « compter » normalement les états de la décade se succédant dans l'ordre « normal » (croissant), mais aussi de « décompter ». Dans ce second mode de fonctionnement, les états de la décade se succèdent dans l'ordre décroissant (c'est ce que certains appellent le comptage « Cap KENNEDY » soit 3, 2, 1, 0... sans qu'il soit nécessaire de faire partir une expédition APPOLLO à chaque fois que l'on arrive à zéro!).

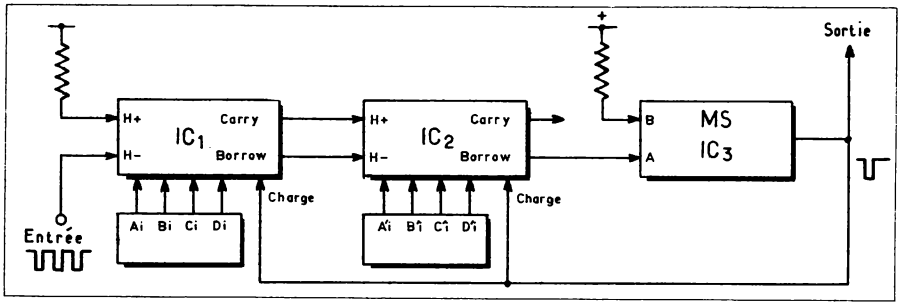


Fig. 10-5. — Diviseur par un nombre variable de 1 à 100. Le nombre en question est affiché sur les entrées de prépositionnement des deux décades; ces dernières fonctionnent en décomptage. La sortie « borrow » de la décade des dizaines commande un monostable MS (IC_3), qui agit sur les entrées « charge ».

Il suffit, pour faire fonctionner la décade en décomptage, d'appliquer les impulsions d'entrée, non plus à l'entrée horloge de comptage, mais à une autre entrée, dite « horloge de décomptage » (ou « clock down »). Pour coupler une décade des unités fonctionnant en mode de décomptage à une décade des dizaines, on utilise, sur la décade des unités, la sortie dite « borrow » (ou « prélèvement »). On trouve, sur cette sortie, une impulsion négative quand la décade, après être passée par l'état zéro en décomptant, passe par l'état 9.

On couple donc cette sortie « borrow » à l'entrée « horloge de décomptage » de la décade des dizaines. La sortie « borrow » de cette dernière donnera une impulsion négative quand le compteur passera dans l'état 99, venant de l'état 00.

Le schéma du diviseur est donc celui qu'indique la figure 10-5 qui nécessite quelques explications.

D'abord, nous voyons que la sortie « borrow » de la décade IC_1 des unités est bien couplée à l'entrée H— (c'est le symbole de l'entrée « horloge de décomptage » ou « clock down ») de la décade IC_2 des dizaines, ce qui est normal, mais que l'on a aussi relié la sortie « carry » de IC_1 à l'entrée H+ (symbole de l'entrée « horloge de comptage » ou « clock up ») de IC_2. En fait, on réalise toujours les deux liaisons en même temps quand on utilise de telles décades. Étant donné que, dans l'emploi représenté sur la figure 10-5, l'entrée H+ de la décade des unités IC_1 n'est pas attaquée (le constructeur nous dit que, dans ce cas, il faut la porter au niveau logique haut), il n'y a jamais d'impulsion sur la sortie « carry » de cette décade.

Le monostable MS (circuit IC_3) nous fournit à la fois le signal qui va commander les deux entrées « charge » et le signal de sortie, correspondant au signal d'entrée divisé par un nombre fonction de ce que l'on affiche sur les entrées A_i ... A'_i ...

Il y a encore un petit défaut dans le système : comme les décades reprennent l'état n° N (défini par les entrées d'indice *i*) quand elles passent par l'état n° 99, nous ne diviserons pas par le nombre P affiché sur les entrées d'indice *i*, mais par $N = P + 1$.

Préaffichage sans correction

On peut améliorer le diviseur en utilisant des décades prépositionnables d'un autre type, également réversibles (capables de compter et de décompter), mais ayant, en outre, une sortie « maximum-minimum », comme c'est le cas pour le circuit 74190.

Cette sortie passe au niveau haut quand la décade, en mode « décomptage », passe par l'état zéro. Elle passe au niveau haut quand la décade, opérant en mode « comptage », passe par l'état 9. Dans ce type de décade, il n'y a pas deux entrées d'horloge, mais une entrée unique : le fonctionnement en comptage ou en décomptage est commandé par le niveau logique appliqué à une entrée dite « sens ».

Donc, avec deux décades de ce type utilisées en mode « décomptage » (entrée « sens » au niveau haut), il suffit de connecter les sorties « maximum-minimum » des deux décades aux deux entrées d'un circuit « nand ». La sortie de ce dernier passera au niveau bas quand les deux décades seront ensemble à l'état zéro, et l'on utilisera cette sortie (directement, ou, de préférence, via un monostable) pour commander les entrées « charge » des deux décades.

On peut ainsi diviser par un nombre quelconque inférieur à 100 (si on se limite à deux décades). Il suffit d'afficher ce nombre lui-même sur les entrées d'indice *i* des décades.

Le tout se présente comme sur le schéma de la figure 10-6. On voit que l'on a utilisé la sortie dite « riple clock » de la décade des unités pour actionner l'entrée « horloge » ou « clock », désignée par CK) de celle des dizaines.

Pour la commande du monostable (ici un circuit 74123), on utilise le fait que ce monostable déclenche quand, l'entrée « remise à zéro » étant déjà au niveau

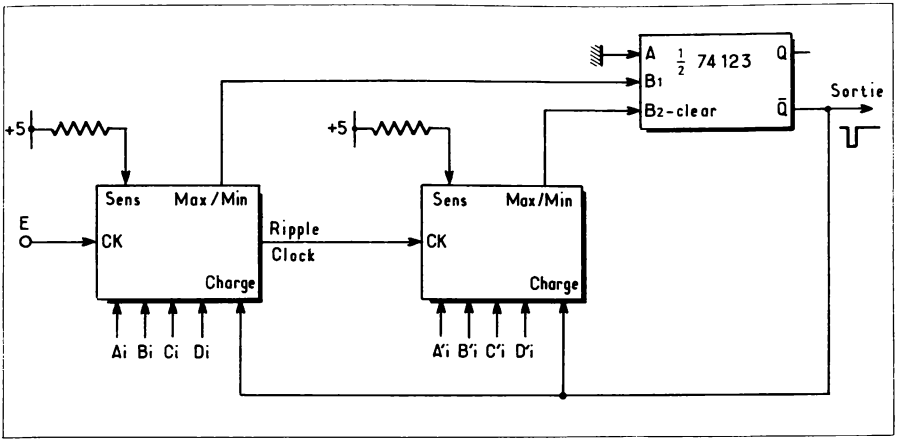


Fig. 10-6. — Diviseur programmable par un nombre variable, utilisant des décades réversibles avec une entrée d'horloge et une commande de « sens » (qui provoque le fonctionnement en décomptage si elle est au niveau logique haut). Les sorties « max/min » passent au niveau haut quand les deux décades atteignent l'état zéro, ce qui déclenche le monostable et provoque le prépositionnement des deux décades.

haut (ce qui a lieu quand la décade des dizaines est arrivée à zéro, sa sortie « maximum-minimum » étant alors haute), l'entrée B passe de 0 à 1, ce qui a lieu quand la décade des unités arrive à son tour à zéro. Les deux entrées « sens » sont portées au niveau haut, pour que les décades fonctionnent en décomptage.

Méthode utilisant des basculeurs J-K

Dans toutes les méthodes de division de fréquence examinées jusqu'à présent, nous avons employé surtout des décades. Nous les avons employées d'une façon un peu anormale, puisque, lors de la division, nous passons par un « état fugitif », c'est-à-dire un état qui ne se maintient qu'un temps extrêmement court limité par les temps de transition des circuits : c'est, par exemple, l'état zéro dans le montage de la figure 10-6 : dès que l'ensemble y arrive, un jeu de logiques fait que le tout quitte cet état (pour arriver à l'état n° N).

Il en résulte un fonctionnement un peu anormal, et il est préférable pour le bon fonctionnement, quand c'est possible, de faire en sorte que tout état soit atteint après une impulsion et conservé tel quel jusqu'à l'impulsion suivante.

C'est ce que l'on rencontre dans le fonctionnement normal d'une décade, ou dans celui d'une chaîne de diviseurs par 2.

Nous allons donc essayer de réaliser des diviseurs qui ont un taux de division variable suivant les niveaux logiques de certaines entrées. Pour cela, nous ferons appel aux basculeurs J-K, si riches en possibilités.

Rappelons qu'un tel basculeur possède une entrée d'horloge (désignée dans les schémas par T, ou H, ou $\overline{H}$, ou CK) et deux entrées de commande, désignées par J et K. Il a, en outre, les deux sorties Q et $\overline{Q}$, et, généralement, une entrée de remise à zéro ($\overline{R}$ ou Reset, ou Clear) et une entrée de remise à 1 ($\overline{S}$ ou Preset).

Quand on porte les entrées J et K au niveau haut toutes les deux, chaque impulsion d'horloge fait changer l'état du bistable, quel qu'ait été cet état avant l'impulsion. Si les entrées J et K sont toutes deux au niveau zéro, le bistable « ignore » les impulsions d'horloge : il reste dans l'état où il était avant l'arrivée de l'impulsion.

Si l'on a J = 1 et K = 0, le bistable n'est sensible à l'impulsion d'horloge que si celle-ci l'atteint quand il est dans l'état dit « repos » (ou Q = 0), mais elle est sans action sur un basculeur déjà à l'état « travail » (Q = 1).

A l'opposé, si J = 0 et K = 1, l'impulsion d'horloge ne peut agir sur le basculeur, le remettant au zéro, que s'il est dans l'état « travail ». Si, au moment de l'arrivée de l'impulsion, Q est déjà à zéro, l'horloge n'agit pas.

Autrement dit, suivant les quatre combinaisons possibles des valeurs de J et de K, le bistable obéit à l'impulsion :

— toujours (J = K = 1)
— jamais (J = K = 0)
— seulement pour passer à Q = 1 (J = 1, K = 0)
— seulement pour passer à Q = 0 (J = 0, K = 1).

On conçoit facilement qu'avec une telle souplesse, le basculeur J — K se prête à la réalisation de compteurs remarquables. Les possibilités sont si nombreuses qu'on pourrait leur consacrer tout un livre. Nous nous limiterons à deux exemples.

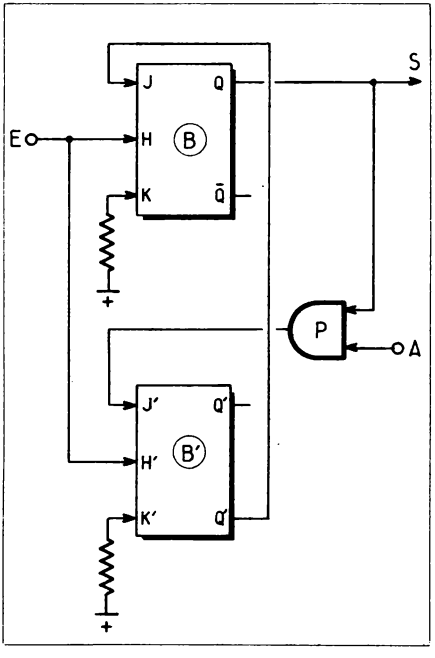


Fig. 10-7. — Dans ce circuit, si l'entrée A est au niveau bas, le basculeur B′ reste constamment dans l'état où sa sortie $\overline{Q'}$ est au niveau haut, ce qui fait que B divise simplement par deux. Mais, si l'on porte A au niveau haut, le tout divise par trois.

Compteur programmable par deux ou trois

Le montage de la figure 10-7 est destiné à donner un signal de sortie pour deux (ou trois) signaux à l'entrée, suivant que la commande (A) est au niveau bas (ou haut).

Son fonctionnement est assez facile à comprendre.

Si (A) est au niveau bas, quel que soit l'état de la sortie Q de (B), l'entrée J' de (B') est toujours au niveau zéro. L'entrée K' de ce basculeur est toujours à 1. Donc ce basculeur peut uniquement passer dans l'état où $Q' = 0$ et $\overline{Q}' = 1$, ou y rester s'il y est.

Il y aura donc toujours 1 sur l'entrée J de (B). Comme il y a toujours 1 sur son entrée K, ce basculeur fonctionne en diviseur par 2 normal. La sortie S donne un signal rectangulaire complet pour deux tops d'horloge appliqués en E. C'est la division par 2.

Supposons maintenant que (A) soit au niveau haut. La porte « et » (P) transmet à l'entrée J' de (B') le niveau de la sortie Q de (B).

Partons d'un état où les deux basculeurs sont au « repos », les sorties Q et Q' étant au niveau bas toutes les deux.

Comme $Q = 0$, $J' = 0$. Comme $\overline{Q}' = 1$, $J = 1$. Donc, le basculeur (B) peut changer d'état, mais (B') ne pourrait qu'aller dans l'état $Q' = 0$. Or, il y est, donc il y reste. Après la première impulsion en E, Q passe au niveau haut. Il en va donc de même de J'.

Comme (B') n'a pas changé d'état lors de la première impulsion, nous avons toujours $J = 1$ lors de l'arrivée de la seconde impulsion en E : donc (B) change à nouveau d'état, la sortie Q revenant à zéro. Mais, en même temps, (B') change aussi d'état (puisque $J' = 1$ à l'arrivée de cette seconde impulsion), amenant Q' à 1 et Q' à zéro.

Donc à l'arrivée de la troisième impulsion comme $Q = 0$, $J' = 0$. Le basculeur (B') peut passer dans l'état où $Q' = 0$; il le fait.

Pour cette troisième impulsion, comme on a $J = 0$ et $K = 1$, le basculeur (B) pourrait seulement passer dans l'état où $Q = 0$; comme il y est déjà, il ne change pas d'état.

Après la troisième impulsion, les deux basculeurs sont revenus dans l'état initial.

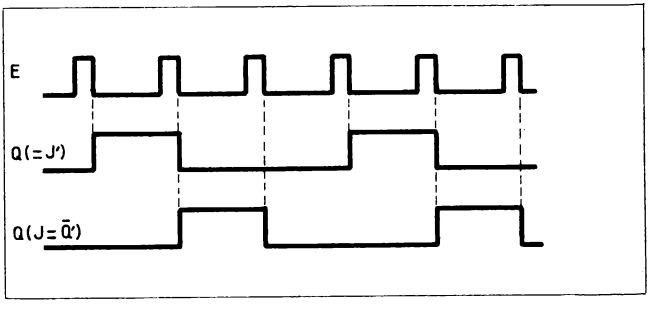


Fig. 10-8. — Formes d'ondes du montage de la figure 10-7 dans le cas où, A étant au niveau 1, le tout divise par trois.

Les formes d'onde de la figure 10-8 montrent comment les niveaux des sorties Q et Q' varient lors des envois des impulsions en E.

Donc, pour $A = 0$, le montage divise par 2, pour $A = 1$, il divise par 3.

Comme nous utilisons les états de J, K, J′ et K′ pour « préparer » les possibilités de changement d'état pour l'impulsion suivante, ce montage ne présente pas d'« état fugitif ».

Compteur programmable par trois ou quatre

Le montage de la figure 10-9 est encore plus facile à comprendre que celui de la figure 10-7.

On voit tout de suite que, si A = 0, la sortie de la porte NAND P est toujours au niveau 1, maintenant J de (B) au niveau haut. Donc, avec J = K = 1, le basculeur (B) fonctionne en bistable classique divisant par deux.

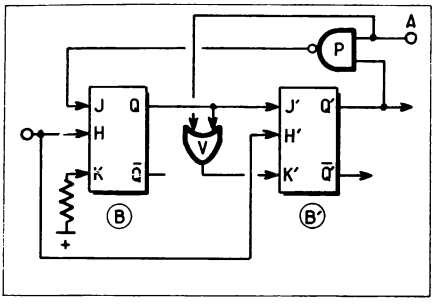


Fig. 10-9. — Suivant le niveau logique de l'entrée A, ce montage divise par trois (A = 0) ou par 4 (A = 1).

Le couplage de la sortie Q de (B) aux J′ et K′ de (B′) qui est direct sur K′ puisque la porte OU, V, avec une entrée à zéro, transmet Q tel quel à K′, fait que ce dernier ne peut basculer que quand Q est au niveau haut : c'est la réalisation tout à fait classique du compteur synchrone par quatre.

Imaginons maintenant que nous portions A au niveau logique 1. La porte NAND P joue alors le rôle d'un inverseur, appliquant à l'entrée J de (B) le complément $\overline{Q}'$ de la sortie Q. Donc, tant que (B′) est à l'état zéro (Q′ = 0), (B) fonctionne en compteur binaire normal, soit pour la première impulsion (qui fait basculer (B) seul) soit pour la seconde (qui ramène (B) au repos et fait passer (B′) au travail).

Mais, à l'arrivée de la troisième impulsion, (B) ne peut pas basculer puisque son entrée J est à zéro. En revanche (B′) a un niveau 1 sur K′, en raison de l'action de la porte OU V, et il a zéro sur J′ : il repasse donc à l'état repos, remettant Q′ à zéro.

Le compteur fonctionne donc en compteur par trois.

Combinaison de compteurs programmables

On pourrait développer bien plus les différents types de compteurs programmables; il y en a, par exemple, qui permettant de compter par dix ou onze, par dix ou par seize, etc.

Mais, en se limitant au système qui compte simplement par deux ou par trois (fig. 10-7), on peut réaliser un ensemble qui compte par un nombre programmé absolument quelconque.

Si nous répétons, par exemple, deux fois identiquement le montage de la figure 10-7, la sortie S du premier commandant l'entrée E du second, les commandes A du premier et du second étant indépendantes, nous aurons la possibilité de réaliser un diviseur :

— par quatre avec les deux commandes A au niveau zéro;

— par six avec une des entrées A haute et l'autre basse (un compteur compte par trois, l'autre par deux);

— par neuf avec les deux commandes A au niveau haut.

Mais nous pouvons faire plus. Imaginons le montage de la figure 10-10, employant deux fois le compteur programmable de la figure 10-7 (chacun d'eux est représenté par un simple rectangle) et une porte ET.

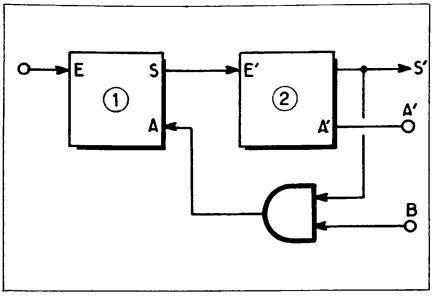


Fig. 10-10. — Chaque rectangle représente un ensemble réalisé selon le schéma de la figure 10-7. En raison des couplages, ce montage peut diviser par 4, 5, 6 ou 7 suivant les valeurs des entrées logiques B et A'.

Si nous portons l'entrée B au niveau zéro, du fait de la porte ET, la commande A sera au niveau zéro quel que soit S'. Le compteur (1) est alors constamment programmé pour compter par deux et le tout divisera par :

— quatre si $A' = 0$ (le compteur (2) compte par deux);

— six si $A' = 1$ (le compteur (2) compte par trois).

Portons maintenant l'entrée B au niveau 1 : la commande A est alors au niveau de la sortie S' du compteur (2).

Si ce dernier est programmé en compteur par deux ($A' = 0$), chaque signal complet reçu en E' (montée suivie de descente) fera changer l'état de S', donc de A.

Autrement dit, suivant que S' est haut ou bas, le compteur (1) est programmé pour compter par deux ou par trois.

Donc, si nous commençons par l'état où $S' = 0$, le compteur (1) compte deux impulsions, en donne une à la sortie et fait passer S' au niveau haut. Le compteur (1) compte alors trois impulsions, en donne une à la sortie, qui fait passer S' au niveau bas... et ainsi de suite.

Donc, pour un signal complet en S', il y a 5 impulsions d'entrée, deux pendant que S' est bas, trois pendant que S' est haut. Le tout compte par cinq.

Nous avons vu que, avec $B = 0$ et $A' = 1$, le tout compte par six.

Maintenant, prenons $A' = 1$ et $B = 1$. Les formes d'onde de la figure 10-8 nous montrent que la sortie S', passant au niveau haut après une impulsion en E', repasse au niveau bas lors de l'impulsion suivante en E' et reste encore une fois au niveau bas pour l'impulsion d'après.

Donc, pour trois impulsions appliquées en E', fournies par la sortie S du compteur (1), il faudra que ce dernier reçoive $2 + 2 + 3 = 7$ impulsions en E : il lui en faudra deux pour donner une impulsion en sortie S quand $S' = 0$, il lui faudra trois pour donner une impulsion en S quand $S' = 1$.

Le rapport de division, entre E et S', est donc :

— quatre si $A' = B = 0$;

— cinq si $A' = 0$ et $B = 1$;

— six si $A' = 1$ et $B = 0$;
— sept si $A' = B = 1$.

Nous ne décrirons pas plus loin les combinaisons de circuits du type de la figure 10-7 et de portes. Il y en a d'innombrables, bien connues des spécialistes de ces générateurs universels appelés « synthétiseurs de fréquence » (ne pas confondre avec les générateurs de sons musicaux spéciaux!) dont nous parlerons un peu plus à propos de la multiplication de fréquence.

Indiquons simplement que, par de telles combinaisons, on peut réaliser un diviseur programmable dans lequel on affiche le taux de division souhaité sur un certain nombre d'entrées de commande. On peut, si on le désire, réaliser ainsi un diviseur de fréquence dont le rapport peut être ajusté, de 1 en 1, de 10 à 1 000 si c'est nécessaire.

10-3. — Division à rapport non entier

Dans tous les diviseurs de fréquence décrits jusqu'ici, nous avons toujours obtenu une impulsion de sortie pour N impulsions d'entrée, N étant un entier. Cela peut sembler une évidence, mais il faut se méfier de ce qui est trop évident.

Nous pourrions souhaiter, par exemple, de disposer d'un diviseur qui puisse diviser par 2,5. Bien sûr, il ne nous donnera pas une impulsion de sortie toutes les deux et demi impulsions d'entrée; en fait, il donnera, par exemple, quatre impulsions de sortie pour dix impulsions d'entrée.

Nous pouvons déjà tirer une première conclusion : la tension de sortie d'un tel diviseur de fréquence ne sera pas à période constante, puisque l'on peut prévoir que l'impulsion de sortie sera forcément synchrone d'une impulsion d'entrée.

Autrement dit, pour réaliser cette division, nous ferons en sorte que, quand dix impulsions arrivent à l'entrée, par exemple, il sorte un signal lors de l'impulsion d'entrée n° 2, lors de la n° 5, lors de la n° 7 et lors de la n° 10. Donc, si les impulsions appliquées à l'entrée sont séparées l'une de l'autre par un intervalle de temps T constant, ce ne sera pas le cas pour les impulsions de sortie, qui seront séparées l'une de l'autre par un intervalle qui vaut 2 T ou 3 T.

Nous avons déjà rencontré un exemple de ce type : le montage de la figure 10-10 quand on le programme pour une division globale par 5, avec $A' = 0$ et $B = 1$. Dans ce cas, le diviseur (2) joue bien le rôle d'un diviseur par deux : la sortie S' donne une impulsion toutes les cinq impulsions appliquées à l'entrée E, mais la sortie S est alors celle d'un diviseur par « deux et demi » par rapport à l'entrée E : pour 250 impulsions appliquées en E, par exemple, nous en recueillerons 100 en S.

Avant d'aller plus loin, on peut poser la question suivante : « Quel est l'intérêt d'un tel diviseur? » En fait, nous serons bien obligé d'utiliser un diviseur de ce type si, partant d'une fréquence de 500 Hz précise, par exemple, nous avons besoin d'obtenir une fréquence de 200 Hz, tout aussi précise, en tolérant, bien sûr, cette modulation de phase dont nous avons parlé plus haut, car l'irrégularité de la période est bien une modulation de phase.

On pourrait objecter que ce résultat pourrait être obtenu en divisant la fréquence par cinq, puis en la multipliant par deux. Une telle solution n'est pas totalement impossible, mais elle est déconseillée, car, comme nous le verrons par la suite, il est difficile de multiplier une fréquence parfaitement fixe, et il est presque impossible de le faire quand elle est variable.

Il reste le problème de la période variable de la tension de sortie. Autrement dit si, par exemple, nous envoyons une tension d'entrée ayant une fréquence de 500 Hz, la tension de sortie, après une division par 2,5, correspondra bien à 200 impulsions par seconde, mais l'écart entre une impulsion et la suivante ne sera pas constant et égal à 1/200 de seconde (5 ms), comme ce serait le cas pour une tension à 200 Hz « normale » : il y aura alternativement 4 et 6 ms entre une impulsion et la suivante.

Il y a des cas où ce « déphasage » des impulsions « paires » par rapport aux impulsions « impaires » ne gênera pas trop. En particulier, nous réduirons la perturbation apportée par le phénomène si nous divisons la fréquence de la tension à 200 Hz par une constante. Évidemment, il ne s'agira pas d'une constante paire (ce qui résoudrait parfaitement le problème, mais rendrait inutile la division par 2,5, car, plutôt que de diviser une fréquence par 2,5 puis par un nombre pair 2 N, il serait bien plus simple de diviser la fréquence initiale par 5, puis par N).

Supposons, par exemple, que nous souhaitions diviser la fréquence 200 Hz par 73 : la période des impulsions de sortie variera entre

$36 \times 4 + 37 \times 6 = 366$ ms et

$36 \times 6 + 37 \times 4 = 364$ ms, soit une variation de 0,55 % (alors que la tension à la fréquence moyenne 200 présentait une variation de la période de 50 % entre 4 et 6 ms).

Il y a de nombreuses combinaisons possibles des compteurs programmables, utilisant un taux de division variable d'une façon cyclique, pour réaliser une division de fréquence par un nombre non entier. Par exemple, si nous utilisons le montage de la figure 10-9 (diviseur par 3 ou 4) et que nous nous arrangions à le faire diviser par 3 six fois et par 4 une fois, nous obtiendrons donc 7 impulsions de sortie pour $6 \times 3 + 4$, soit 22 impulsions d'entrée. Il divise donc par 22/7 (soit, à peu de choses près, par π). Il s'agit là d'un « exercice de style » qui ressort plutôt de la plaisanterie, mais qui montre la souplesse de la méthode.

Le « bit rate multiplier » (B.R.M.)

Il existe des circuits intégrés spécialement réalisés pour effectuer une division par un rapport non entier, plus précisément, en utilisant un seul circuit, par un rapport de la forme 10/p, p étant un nombre entier compris entre 1 et 10.

Un circuit de ce type est essentiellement un compteur décimal dans lequel des jeux de portes ne transmettent sur une sortie que certaines des dix impulsions que l'on doit appliquer à l'entrée pour obtenir un cycle complet de fonctionnement.

Par exemple, si nous prenons le cas du circuit SCL 4527 (technologie C-MOS), il a une entrée à laquelle il faut appliquer dix impulsions (fréquence d'entrée F)

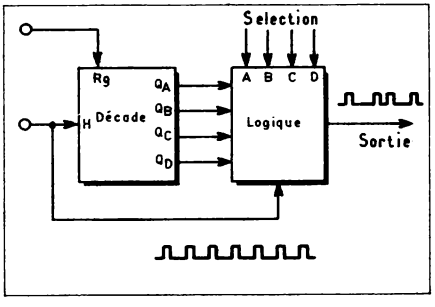


Fig. 10-11. — Structure du « B.R.M. » (Bit Rate Multiplier = multiplicateur de cadence moyenne d'impulsions). Il comporte une décade dont les sorties, en fonction des niveaux des commandes A, B, C et D, éliminent 0, 1... 9 impulsions sur chaque série de 10 impulsions appliquées à l'entrée H. La sortie peut donc, selon les valeurs des commandes logiques A, B, C et D, comporter 1, 2, 3... 9 ou 10 impulsions pour chaque train de dix impulsions appliquées à l'entrée du circuit.

pour que le tout fasse un cycle complet. Nous désignerons ces dix impulsions sous les noms « impulsion 1, impulsion 2, ... impulsion 9 et impulsion 10 ».

Les portes qui permettent de laisser passer certaines de ces impulsions sont commandées par les sorties normales de la décade, ce qui permet de traiter différemment l'impulsion 1, l'impulsion 2... par des entrées de « programmation », nommées A, B, C et D, comme le montre la figure 10-11. Les sorties de la décade, Q_A, Q_B, Q_C et Q_D, ainsi que les entrées de programmation A, B, C et D, entrent dans le bloc de logique, qui reçoit par ailleurs les impulsions d'entrée H de la décade et en élimine de zéro à neuf, suivant les niveaux des entrées de programmation.

Par exemple, si l'on programme « 7 », pour dix impulsions d'entrée en H, il en ressort sept, soit, comme le montrent les formes d'ondes de la figure 10-12, la sortie correspond aux impulsions d'entrée dont on a éliminé les impulsions n° 1, 6 et 10.

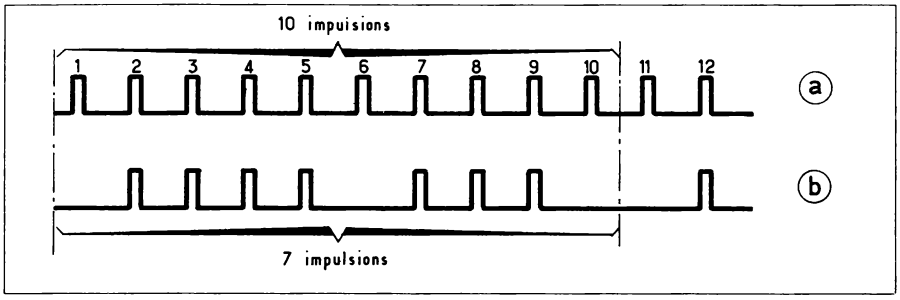


Fig. 10-12. — Exemple de forme d'ondes du « B.R.M. » de la figure 10-11, dans le cas où l'on désire une sortie de 7 impulsions pour chaque train de dix impulsions d'entrée. Il faut noter que les impulsions de sortie sont séparées les unes des autres par des intervalles de temps qui ne sont pas tous les mêmes.

Là non plus, la période de la tension de sortie n'est pas constante, puisqu'elle peut varier de 1/F (F est la fréquence d'entrée) entre les impulsions d'entrée n° 1, 3 et 4, par exemple, à 3/F (entre les impulsions d'entrée n° 9, 10, 11 et 12) en passant par 2/F.

Suivant le nombre p que l'on a programmé sur les entrées A, B, C et D, la fréquence moyenne de la sortie est de

$$F = \frac{p}{10}$$

Signalons que ce circuit est prévu, en outre, pour être mis en cascade avec un autre (il y a des sorties de couplage entre circuits et des commandes de « strobe » ou « inhibition »). On peut alors obtenir, pour 100 impulsions d'entrée, un nombre d'impulsions de sortie :

$$10\,p' + p$$

p' et p correspondant respectivement aux nombres que l'on a programmés sur les circuits des dizaines (pour p') et des unités (pour p).

De tels circuits peuvent d'ailleurs être mis en cascade d'une autre façon, de telle sorte que la fréquence moyenne de sortie soit :

$$F\frac{p'}{10}\quad\frac{p}{10} = F\frac{pp'}{100}$$

Nous n'entrerons pas dans le détail de la structure de ces circuits, mais nous donnerons simplement un exemple d'une réalisation destinée à donner 10 impulsions de sortie pour 256 impulsions d'entrée. On y arrive en utilisant deux compteurs de quatre étages binaires chacun (le tout tient dans un circuit intégré unique) par des jeux de portes, comme le montre la figure 10-13. Les sorties des quatre basculeurs du premier compteur sont A, B (poids 2), C (poids 4) et D (poids 8). Rappelons qu'il ne s'agit pas de compteurs décimaux mais de compteurs *binaires* (par 16).

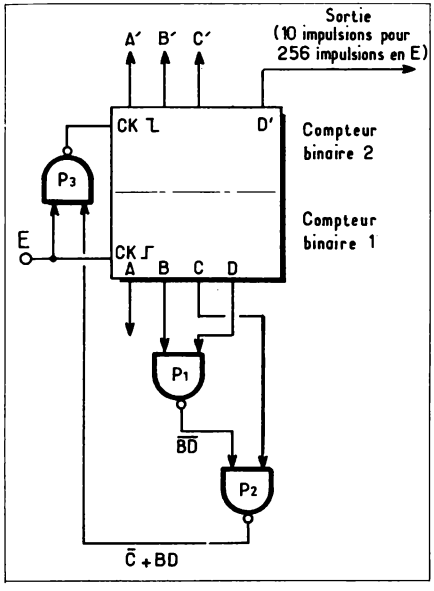


Fig. 10-13. — Exemple de réalisation d'une division par 1,6 × 16. Le compteur binaire à quatre étages dont les sorties sont A, B, C et D, par un jeu de portes, élimine quatre impulsions d'entrée sur chaque groupe de 16.

Il y a donc, toutes les 256 impulsions d'entrée, 16 × 10 = 160 impulsions à la sortie de P_3, ce qui en donne seize fois moins, soit 10, à la sortie D' du second compteur binaire à quatre étages contenus dans le circuit intégré.

A la sortie de la porte NAND P_1 nous avons BD, donc, à la sortie de P_2, nous aurons la fonction de BOOLE :

$$BD + C$$

qui vaut zéro pour les états 4, 5, 6, 7, 12 et 13 du compteur.

La porte P_3 coupera donc les impulsions correspondantes vers l'entrée du second compteur par seize. Ce dernier ne recevra que dix impulsions toutes les seize impulsions appliquées à l'entrée E (notons au passage que l'on attaque le premier compteur par seize sur son entrée nommée « CK⌋ » et le second sur son entrée « CK⌊ », qui commande le compteur sur les flancs descendants du signal, alors que le premier compteur est commandé par les flancs montants du signal, ceci pour éliminer des fonctionnements parasites dus aux retards de transmission dans les portes).

La fréquence des impulsions sortant de P_3 n'est pas constante, mais nous avons déjà une amélioration à la sortie du second compteur (sur sa sortie D'), puisque nous avons divisé par seize la fréquence des impulsions sortant de la porte P_3. Comme il sort de cette porte dix impulsions pour seize impulsions en E,

pour 256 impulsions en E, il en sortira 160 de la porte P_3, donc seize fois moins, soit 10, de la sortie D′ du second compteur.

La sortie D′ correspondra à une période de sortie pour un nombre de périodes d'entrée variant de 22 à 28 (en moyenne pour 25,6 périodes d'entrée, puisque l'on a réduit la fréquence de 256 à 10).

10-4. — REMARQUES GÉNÉRALES SUR LES DIVISIONS A RAPPORT NON ENTIER

Ces divisions donnent, nous l'avons vu, une tension de sortie composée d'impulsions de période irrégulière. Autrement dit, on ne peut pas parler, en toute rigueur, de la *fréquence* de ces impulsions, puisque le terme « fréquence » désigne le nombre de répétitions *identiques* d'un phénomène par seconde.

En réalité, si l'on considère, par exemple, la sortie d'un diviseur de rapport 2,5 attaqué par du 500 Hz, cette sortie délivre, chaque seconde, 200 impulsions, mais nous ne pouvons dire, en toute rigueur, qu'elle a une « fréquence » de 200 Hz (ce qui ne s'applique qu'à des impulsions dont chacune suit la précédente avec un intervalle de temps constant et égal à 5 ms). On peut, tout au plus, dire que son « régime moyen » est de 200 impulsions par seconde.

Si l'on voulait réellement parler de sa fréquence, au sens strict, on pourrait dire que cette fréquence est de 100 Hz, puisque, cent fois par seconde, nous avons la répétition identique du signal suivant :

— une impulsion;
— un espace de 4 ms;
— une autre impulsion;
— un espace de 6 ms.

Donc, chaque fois que l'on utilisera une division par un rapport non entier, il faudra utiliser le signal de sortie avec certaines précautions. Il sera toujours indiqué d'en diviser à nouveau la fréquence par un nombre entier fixe, aussi élevé que possible. On pourra aussi l'utiliser si la variation de l'écart entre deux impulsions consécutives ne gêne pas, par exemple quand il s'agit seulement de totaliser les impulsions.

Nous verrons plus loin que la division par un rapport non entier est surtout utilisée comme une technique qui permet de réaliser une partie d'un circuit multiplicateur de fréquence.

10-5. — DIVISION PAR RELAXATEUR SYNCHRONISÉ

Dans tous les livres d'électronique écrits depuis plus de quinze ans, on faisait une grande place à la technique de division de fréquence par l'emploi d'un oscillateur de relaxation (par exemple un multivibrateur), légèrement synchronisé par la fréquence F à diviser. En réglant la fréquence propre du relaxateur un peu au-dessous de F/N (N entier et assez petit, généralement 10 ou moins), on pouvait synchroniser le relaxateur et le faire fonctionner exactement à F/N. Mais cette méthode, souvent assez délicate, n'était valable que pour une fréquence F d'autant plus constante que N était grand, et elle ne correspondait pas toujours à un fonctionnement bien fiable. Comme la généralisation et l'abaissement de prix des basculeurs et compteurs intégrés a permis d'utiliser ces derniers d'une façon systématique avec de nombreux avantages, la division par relaxateur synchronisé n'a plus qu'un intérêt historique et nous n'en parlerons pas plus.

CHAPITRE 11

Multiplication de fréquence

Le but que nous poursuivons maintenant est exactement opposé à celui de la division de fréquence : il s'agit, étant donné un signal périodique à fréquence F, d'obtenir un signal périodique à fréquence N × F, N étant un nombre constant, pas forcément entier.

Cette multiplication est généralement plus difficile que la division. Elle devient particulièrement difficile si l'on souhaite que le rapport N reste constant quand la fréquence F du signal d'entrée varie notablement.

La multiplication est notablement plus facile quand F est rigoureusement constant et que N est un entier pas trop grand. Une telle multiplication se pratique déjà depuis plus de quarante ans dans les étages pilotes des émetteurs, puisque l'oscillateur à quartz est souvent à une fréquence bien plus faible que celle que doit avoir l'onde porteuse.

Nous envisagerons successivement :

— certains cas particuliers de doublage de fréquence (N = 2) où l'on peut utiliser des techniques particulièrement simples;

— la multiplication par un nombre entier d'une fréquence fixe;

— le cas le plus général.

11-1. — DOUBLAGE DE FRÉQUENCE

Nous pouvons utiliser deux types de méthodes différentes suivant que le signal d'entrée est sinusoïdal ou en signaux carrés symétriques (le premier cas pourrait d'ailleurs se ramener au second par emploi d'un bon Trigger de SCHMITT, qui convertit une sinusoïde en signal carré symétrique).

Signal sinusoïdal

Nous allons utiliser un doublage de fréquence par redressement à deux alternances ou par circuit à réponse quadratique.

Le système du redressement à deux alternances est bien évident : comme le montrent les formes d'ondes de la figure 11-1 : la période du signal redressé en deux alternances, soit T', est la moitié de la période T du signal d'entrée. Évidemment, cela n'est valable que pour un redressement bien symétrique, comme celui de la forme d'onde (b). Si le système de redressement n'est pas symétrique,

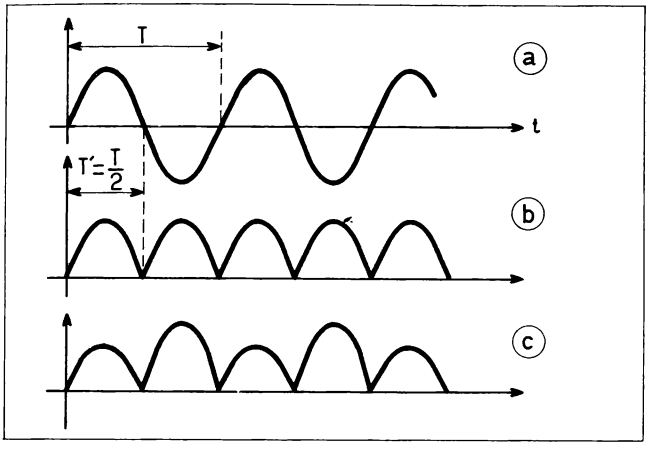


Fig. 11-1. — Dans le but d'obtenir une fréquence double de celle d'un signal sinusoïdal d'entrée (a), on peut redresser ce dernier en deux alternances (b). Mais, si le redressement est dissymétrique (c), la fréquence 2 F sera modulée en amplitude par la fréquence F.

ou si le signal d'entrée comporte une composante continue, la tension redressée en deux alternances prend alors la forme d'onde indiquée en (c) : il reste, dans le signal de sortie, une composante à la fréquence F, qui module en amplitude le signal à la fréquence 2 F.

Pour réaliser un redressement en deux alternances aussi bon que possible, le montage des figures 8-13 et 8-15 est tout indiqué, dans la mesure où la fréquence de coupure de l'amplificateur opérationnel est supérieure au double de la fréquence du signal appliqué à l'entrée.

Si la fréquence F est constante, ou presque, nous pouvons utiliser en sortie un filtre à la fréquence 2 F, d'autant plus sélectif que la fréquence F est plus fixe. Mais on perd ainsi une partie de l'avantage du système, qui est de permettre le doublage d'une fréquence relativement variable.

Le signal de sortie n'est plus sinusoïdal, mais, si l'on utilise un filtre à la fréquence 2 F, on peut l'améliorer. Plutôt qu'un filtre passe-bande accordé sur 2 F, il vaut mieux utiliser un filtre passe-bas, coupant les fréquences très au-dessus de 2 F, mais cela ne peut se faire que si l'on n'a pas du tout de modulation à la fréquence F, autrement dit si le signal avant le filtre est du type de celui de la figure 11-1 (b) et non celui de la figure 11-1 (c).

Utilisation du multiplieur analogique

Nous avons déjà rencontré le circuit multiplieur analogique (p. 80) : rappelons qu'il a deux entrées recevant des tensions A et B, et une sortie sur laquelle on trouve une tension proportionnelle au produit algébrique A × B.

Si l'on attaque les deux entrées de ce multiplieur par la même tension (comme nous l'avions fait sur le montage de la figure 6-7 page 83, pour produire des signaux de sortie paraboliques), nous obtenons en sortie une tension qui est proportionnelle au *carré* de la tension d'entrée.

Appliquons donc à l'entrée d'un tel montage (aux deux entrées du multiplieur connectées entre elles) une tension sinusoïdale (fig. 11-2 a).

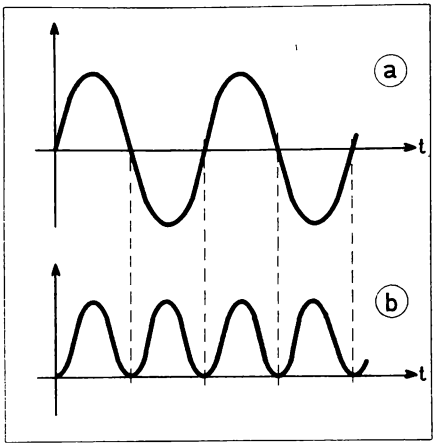


Fig. 11-2. — En appliquant une tension sinusoïdale de fréquence F (a) aux deux entrées d'un circuit multiplieur analogique (qui fonctionne alors comme circuit élevant la tension d'entrée au carré), nous obtenons une tension de sortie (b) qui contient essentiellement la fréquence 2 F sous forme sinusoïdale.

La tension de sortie aura la forme d'onde indiquée sur la figure 11-2 b : elle ne contient, en principe, que la tension à fréquence 2 F, F étant la fréquence de la tension appliquée à l'entrée, plus une composante continue. Ce fait peut s'expliquer par la formule bien connue :

$$\sin^2 x = \frac{1 - \cos(2x)}{2}$$

Cette méthode, qui peut sembler compliquée, est la seule qui, à partir d'une tension sinusoïdale de fréquence F, fournit une tension également sinusoïdale de fréquence 2 F.

Signal carré symétrique

Si l'on dispose d'un signal à fréquence F de forme rectangulaire, correspondant à des temps égaux au niveau haut et au niveau bas (fig. 11-3 a), on peut facilement utiliser le montage de la figure 11-4 pour obtenir la fréquence 2 F.

Le fonctionnement est facile à comprendre. Les deux monostables M_1 et M_2 (généralement situés dans un même boîtier de circuit intégré) sont commandés par le signal d'entrée E, mais le premier monostable est commandé sur son entrée « B_1 », son entrée « A_1 » étant à la masse. Il déclenche donc sur les flancs montants du signal d'entrée, comme le montre la forme d'onde de la figure 11-3 (b). La durée du signal de ce monostable a été réglée à une valeur T', inférieure à T/2.

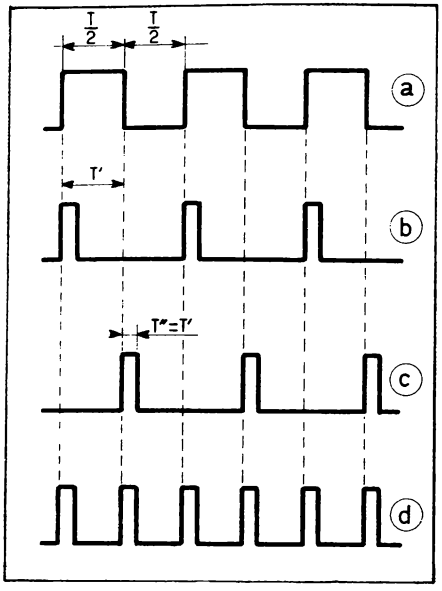


Fig. 11-3. — Pour doubler la fréquence F d'un signal fourni sous forme de signaux carrés symétriques (a), on commande deux monostables. Le premier, actionné par les flancs montants du signal (a), donne les tops (b). Le second, commandé par les flancs descendants du signal (a), donne les tops (c). En ajoutant les deux (d), on a une série de tops à la fréquence 2 F.

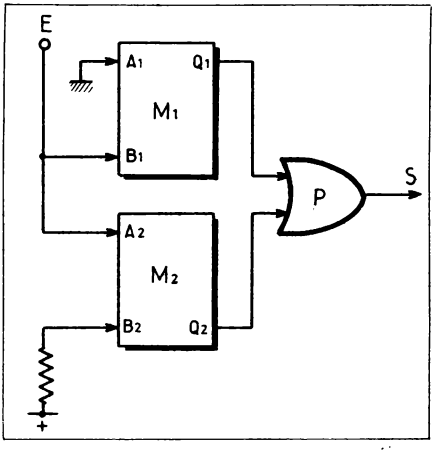


Fig. 11-4. — Réalisation du doublage de fréquence suivant les formes d'ondes de la figure 11-3. Le monostable M_1 fonctionne sur les flancs montants de la tension E, M_2 sur les flancs descendants, le circuit « ou » P joue le rôle de « mélangeur » par addition.

Le second monostable, M_2, est attaqué par le même signal que M_1, mais sur son entrée A_2, son entrée B_2 étant portée au niveau logique haut. Ce monostable déclenche donc sur les flancs descendants du signal E (fig. 11-3 c).

On a réglé la période de M_2 à une valeur T'', aussi voisine que possible de T'.

Le circuit « ou » P donne, en sortie S, le signal de la figure 11-3 d, qui est à la fréquence 2 F. Ce n'est pas un signal symétrique, il ne pourrait l'être que pour le réglage de T' et T'' à la valeur :

$$T' = T'' = \frac{T}{4}$$

qui ne serait valable que pour une fréquence donnée du signal d'entrée.

11-2. — MULTIPLICATION HARMONIQUE A FRÉQUENCE FIXE

Nous considérons une fréquence d'entrée F, parfaitement constante, et nous désirons obtenir une fréquence N × F, N étant un entier pas trop grand.

La méthode consiste à transformer, si besoin est, le signal d'entrée en un autre signal, de la même fréquence, très riche en harmoniques (et, si possible, riche en harmonique N) et d'extraire de ce signal transformé l'harmonique N, par exemple, au moyen d'un filtre sélectif centré sur la fréquence N × F (le plus souvent, un simple circuit oscillant).

Choix de la déformation

La difficulté réelle de la méthode est précisément la « bonne » déformation à appliquer au signal pour favoriser l'harmonique souhaité.

On ne peut guère, dans ce domaine, que donner des indications relativement générales.

C'est ainsi que, par exemple, un signal de période T (fig. 11-5) présentant un centre de symétrie en O et un axe de symétrie d'abscisse $\frac{T}{4}$ ne possède que des harmoniques *impairs* : une telle forme d'onde est donc à éviter si l'on veut tirer un harmonique pair pour multiplier, par exemple, la fréquence par 6 ou 8.

Si l'on envisage un signal rectangulaire dissymétrique, comme le représente la figure 11-6, le calcul du taux d'harmonique de rang N, très facile à faire, indique que ce taux est proportionnel à :

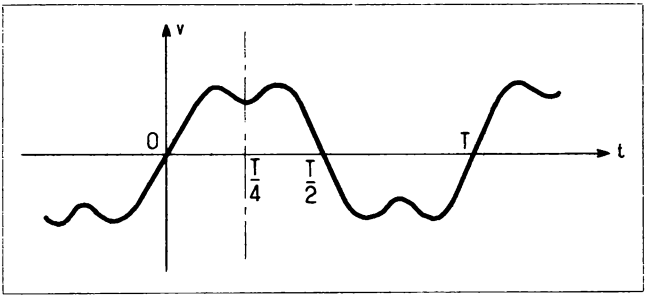


Fig. 11-5. — Si une forme d'onde à fréquence F, période T = 1/F, présente un centre de symétrie en O et un axe de symétrie (trait mixte) d'abscisse T/4, son développement en série de FOURIER ne contient pas d'harmoniques pairs.

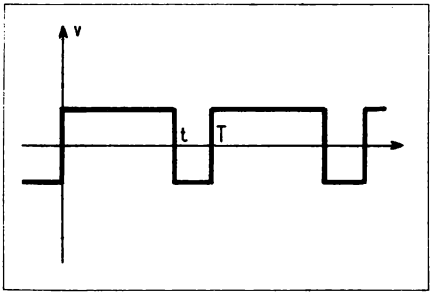


Fig. 11-6. — Un signal rectangulaire, dans lequel la partie haute a une durée *t*, la période étant T, contient un taux d'harmonique N qui est fonction du rapport *t*/T : suivant l'harmonique que l'on désire extraire, on a intérêt à prendre le rapport *t*/T le plus favorable.

$$H_N = \sin\left(\frac{Nt}{T}\pi\right) \text{ (angle en radians)}$$

On a donc :

— un taux *maximal* si $\frac{Nt}{T} = \frac{1}{2} + K$ (K entier quelconque);

— un taux *minimal* si $\frac{Nt}{T} = K'$ (entier quelconque).

Plus N est élevé, plus il y a de valeurs possibles de t donnant un taux minimal et un taux maximal (puisque l'on doit toujours avoir $t < T$).

Par exemple, pour avoir un taux maximal d'harmonique 5, on peut prendre t/T égal à 1/10, 3/10, 7/10 et 9/10.

A l'opposé, pour avoir un taux minimal d'harmonique 5, on peut prendre t/T égal à 1/5, 2/5, 3/5 ou 4/5.

Tout signal peut se transformer en dents de scie, et, à partir d'une dent de scie, en utilisant un Trigger de SCHMITT, on peut obtenir un signal rectangulaire ayant la forme de celui de la figure 11-6, avec un rapport t/T que l'on peut ajuster à n'importe quelle valeur, par la composante continue que l'on superpose à la dent de scie avant de l'appliquer au Trigger. On peut donc « optimaliser » la mise en forme d'un signal, pour favoriser l'harmonique souhaité, et minimiser éventuellement un harmonique relativement indésirable.

Nous avons un peu détaillé ce calcul parce que l'on croit généralement que, pour avoir un signal riche en harmoniques, il faut le transformer en impulsions aussi brèves que possible, ce qui n'est pas toujours la meilleure solution, tant s'en faut.

Ce qui, en revanche, est exact, c'est que l'on a intérêt à obtenir un signal ayant des flancs d'autant plus raides que le numéro de l'harmonique à obtenir est élevé.

La diode « Snap off »

C'est la raison pour laquelle, dans les multiplicateurs de fréquence couramment utilisés en haute fréquence, on emploie souvent, pour avoir des flancs aussi raides que possible, une « diode snap-off ».

Rappelons qu'une telle diode utilise le phénomène de « récupération des porteurs minoritaires » évoqué ci-dessous :

Quand on applique à une diode une tension alternative (fig. 11-7), la forme théorique du courant redressé par la diode est celle qui est représentée en traits pointillés sur la forme d'onde (fig. 11-7 (b)). En réalité, quand une diode vient de fonctionner dans le sens passant, il y a des porteurs minoritaires de charges qui sont présents dans les zones où ils ne devraient pas subsister (des électrons dans la zone P et des trous dans la zone N).

Ils n'y « survivent » que fort peu de temps, et le phénomène n'est pas gênant si la période du signal appliquée à la diode est grande par rapport au temps de survie.

Mais, si l'on augmente la fréquence, on constate que, à chaque inversion de la tension appliquée à la diode, il y a un petit courant qui passe en sens inverse pendant un temps court, correspondant au temps nécessaire pour que la diode « récupère » ses possibilités de blocage de la tension inverse (par absorption des porteurs minoritaires). On observe alors un courant de sortie analogue à celui dont la variation est indiquée en trait plein sur la figure 11-7 b). C'est ce phéno-

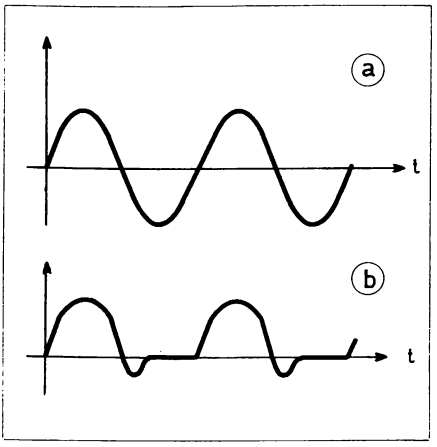


Fig. 11-7. — Quand on applique à une diode de redressement une tension d'entrée à variation sinusoïdale (a), le courant de la diode (b) ne s'annulle pas quand il le devrait : il y a un léger passage de courant inverse, dû au phénomène de « récupération » (« recovery »).

mène qui explique que l'on doive utiliser des diodes à récupération rapide pour redresser une tension alternative de fréquence élevée.

Dans le cas de la diode dont le courant est représenté par la courbe de la figure 11-7 *b*, la récupération se termine progressivement. Pour les diodes de redressement, on fait tout pour que ce soit le cas, indépendamment du raccourcissement de ce temps, toujours souhaitable, parce que la variation brusque du courant redressé serait très néfaste dans des circuits inductifs (on dit qu'on a des diodes rapides à « récupération douce » ou « soft recovery diodes »).

Mais, en sens inverse, on peut agir sur la technologie d'une diode pour faire en sorte que la récupération des porteurs minoritaires, relativement assez rapide, se termine très brutalement. La forme d'onde du courant dans de telles diodes est alors celle de la figure 11-8.

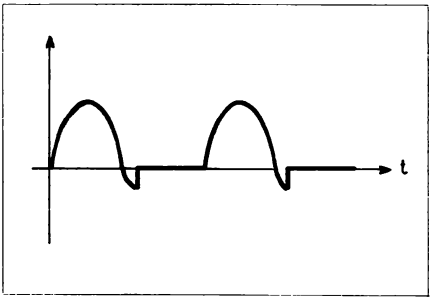


Fig. 11-8. — Quand une diode est du type « snap off », le phénomène de récupération montré sur la figure précédente se termine très brusquement, fournissant ainsi le front le plus raide que l'on puisse réaliser. On peut s'en servir pour avoir une tension très riche en harmoniques élevés.

De telles diodes sont dites « snap off ». Elles présentent l'intérêt suivant : dans la forme d'onde de la figure 11-8, le flanc correspondant à la fin de la récupération est un des plus raides que l'on puisse réaliser actuellement (1979) : il est bien plus court que la nanoseconde.

Étant donné la raideur de ce flanc, le signal correspondant est très riche en harmoniques de rang très élevé, et c'est ce qui fait que l'on utilise souvent des diodes du type « snap off » pour déformer un signal de fréquence F en vue de l'extraction de l'harmonique de rang N (fréquence $N \times F$), si N est très grand.

Multiplicateur à varactor

Nous avons déjà vu (p. 86) comment on utilise les diodes à capacité variable, essentiellement pour commander la fréquence de résonance d'un circuit oscillant. On sait que, dans ce cas, on s'arrange à n'appliquer aux diodes qu'une composante alternative pas trop forte, pour que leur capacité équivalente ne varie pas trop pendant une période d'oscillation.

Mais, si l'on pousse beaucoup plus la composante alternative de tension aux bornes de la diode, on arrive à un changement important de la valeur de la capacité équivalente au cours de chaque oscillation.

Il en résulte une déformation du signal et l'on peut montrer que, avec des valeurs adéquates de capacité et de variation de cette dernière, on arrive à produire une composante à fréquence double (ou triple, ou quadruple...) de la fréquence d'entrée, avec un taux très important.

On utilise alors des diodes à capacité variables spéciales, prévues pour supporter des tensions assez élevées, des courants importants, et l'on nomme alors de telles diodes des « varactors ». L'emploi de multiplicateurs de fréquence à varactors permet d'avoir un bon rendement, autrement dit de disposer d'une composante à fréquence $N \times F$ capable de délivrer, dans un circuit extérieur, une puissance qui soit une fraction importante de la puissance appliquée à l'entrée du circuit, à la fréquence F.

Le plus souvent, dans les multiplicateurs à varactors ou autres, on réalise une multiplication par un nombre relativement petit. S'il faut multiplier une fréquence par un nombre élevé, on le fait en plusieurs étages séparés généralement par des amplificateurs accordés. Par exemple, si l'on désire multiplier une fréquence par 36, on utilisera deux doubleurs de fréquence et deux tripleurs. Le problème essentiel, dans une telle multiplication de fréquence, est d'avoir le moins possible de résidu de modulation d'amplitude de la tension de sortie par la fréquence d'entrée, ou par celle d'un étage intermédiaire. Par exemple, si l'on désire multiplier par 36 une fréquence de 50 MHz, pour obtenir du 1,8 GHz, en utilisant deux doubleurs de fréquence suivis de deux tripleurs, on fera tout ce que l'on peut pour faire en sorte que la tension de sortie à 1,8 GHz soit aussi peu modulée que possible en amplitude par les fréquences :

100 MHz, 200 MHz, 600 MHz

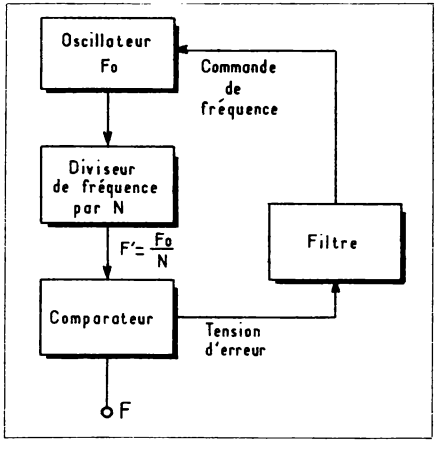


Fig. 11-9. — Pour multiplier une fréquence F par une constante N, on utilise ce montage, dit « P.L.L. » (Phase Locked Loop = boucle asservie en phase) qui emploie un oscillateur F_0 à fréquence commandée. On divise la fréquence F_0 de cet oscillateur par N, on compare la fréquence $F' = F_0/N$ et la fréquence F dans un comparateur (généralement un phasemètre), et la tension « d'erreur », qui résulte de la comparaison, est envoyée à la commande de fréquence de l'oscillateur.

11-3. — MULTIPLICATION A FRÉQUENCE VARIABLE

Nous désirons maintenant multiplier par N la fréquence F d'un signal qui n'a pas une fréquence fixe.

Les procédés que nous avons indiqués jusqu'ici, utilisant la sélection d'un harmonique, ne peuvent s'appliquer que dans le cas où la fréquence à multiplier est, sinon rigoureusement constante du moins très peu variable : il faut que le système de sélection de l'harmonique reste efficace, donc que la fréquence de sortie demeure dans la bande passante de ce système.

La solution utilisée quand on veut une multiplication par un nombre important et un large domaine de fréquences est celle dont la figure 11-9 indique le schéma-bloc.

Nous partons d'un oscillateur dont on peut commander la fréquence, autrement dit, avec les abréviations courantes, un V.T.O. (Voltage Tuned Oscillator = Oscillateur accordé par une tension) ou un V.C.O. (Voltage Controlled Oscillator = Oscillateur commandé par une tension). Le V.T.O. s'emploie quand la variation de fréquence à réaliser est relativement réduite, le second s'il y a une très grande variation de fréquence à obtenir.

Cet oscillateur commandé en fréquence, V.T.O. ou V.C.O., fournit un signal à fréquence F_0. On applique ce signal à un diviseur de fréquence par N, qui donne donc, en sortie, un signal à fréquence F_0/N.

Un « comparateur » (nous laissons, pour le moment, cet organe un peu dans le vague), « compare » le signal à fréquence F_0/N et le signal à fréquence F (celle-là même que l'on souhaite multiplier par N), et fournit en sortie une tension dite d'« erreur », indiquant l'écart de fréquence, par exemple, entre le signal à fréquence F_0/N et le signal à fréquence F.

Cette tension d'erreur, par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas, agit sur la commande de fréquence de l'oscillateur commandé.

Le tout réalise une boucle d'asservissement, maintenant la tension d'erreur à une valeur quasi-nulle, autrement dit maintenant la fréquence F_0/N égale à la fréquence F. Dans la mesure où cet asservissement est réalisé, on dispose donc d'une fréquence F_0 qui est bien le produit par N de la fréquence F. Si la valeur de la fréquence F change, pas trop vite en raison de la présence du filtre passe-bas présent dans la boucle d'asservissement, la valeur de F_0 change aussi, en restant égale au produit de F par la constante N.

Comme, le plus souvent, le comparateur utilise, tout au moins dans le dernier stade de l'asservissement, une comparaison en phase des tensions à fréquence F_0/N et à fréquence F, on appelle ce système : asservissement à boucle de phase, ou « P.L.L. » (Phase Locked Loop = Boucle verrouillée en phase). Il y a des circuits intégrés assez nombreux pour accomplir cette fonction : ils contiennent le comparateur de phase et l'oscillateur V.C.O.

Dans un tel ensemble, l'oscillateur commandé en fréquence est déjà connu (voir pp. 83 à 87). Il en va de même du diviseur de fréquence par N. Nous allons donc étudier plus en détail le système de comparaison qui fournit la tension d'erreur.

Le phasemètre simple

Un bon moyen pour comparer les fréquences de deux tensions, F et F′ (nous désignerons par F′ la valeur F_0/N) est de comparer leurs phases respectives. En effet, si elles sont à la même fréquence, elles garderont entre elles un déphasage constant. Si $F' > F$, la tension à fréquence F′ prendra sans arrêt de l'avance de phase par rapport à la tension à fréquence F.

Les moyens pour comparer les phases sont très divers et relativement bien connus. Nous en décrirons spécialement un, très simple et très efficace, qui s'applique à des tensions mises toutes deux sous forme de signaux carrés symétriques : le circuit « ou exclusif ».

On sait qu'un tel circuit donne, en sortie, une tension au niveau logique haut si l'on a un niveau logique haut sur une seule de ses entrées.

Supposons donc (fig. 11-10 a) que les deux entrées E_1 et E_2 d'un circuit « ou exclusif » reçoivent deux tensions en signaux carrés symétriques à la même fréquence

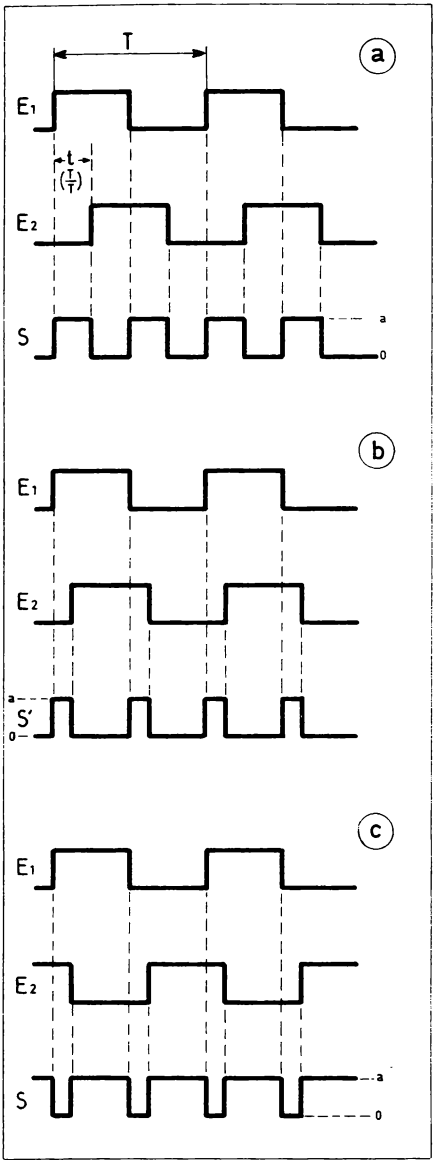


Fig. 11-10. — On utilise ici un circuit « ou exclusif », attaqué par deux signaux carrés symétriques, E_1 et E_2, comme comparateur de phase. En (a), la tension E_2 a un retard de phase de T/4 par rapport à E_1 : la sortie est en signaux carrés symétriques. En (b), le retard de phase de E_2 par rapport à E_1 est inférieur à T/4 : la sortie S est moins longtemps au niveau haut a et plus longtemps, à chaque période, au niveau zéro, A l'opposé, si le retard de phase de E_2 par rapport à E_1 est un peu supérieur à T/2 (c), la sortie S est, dans chaque période, plus longtemps au niveau haut a qu'au niveau zéro. La valeur moyenne de S est donc fonction du déphasage de E_2 par rapport à E_1.

dont la seconde, E_2, est en retard d'un quart de période par rapport à la première. On voit que la tension de sortie S du circuit sera un signal carré symétrique, à fréquence double des signaux E_1 et E_2.

Si, maintenant, la tension E_2 est peu déphasée par rapport à E_1 (toujours en retard par rapport à cette dernière), comme le montrent les signaux de la figure 11-10 b), la tension de sortie S est faite de signaux rectangulaires dissymétriques, dont la partie haute est courte, la partie basse étant longue.

En supposant enfin que la tension E_2 soit en retard de presque une demi-période par rapport à E_1, comme c'est le cas sur les courbes de la figure 11-10 c, nous aurons une tension de sortie S en signaux rectangulaires dissymétriques, restant longtemps au niveau haut et peu de temps au niveau bas.

Si nous appliquons la tension S à un filtre passe-bas, qui en prenne la valeur moyenne, nous aurons donc :

— une tension moyenne voisine de $a/2$ dans le premier cas (a est l'amplitude des signaux S);

— une tension moyenne faible dans le second cas;

— une tension moyenne forte, voisine de a, dans le troisième cas.

Cette tension de sortie nous donne donc une « mesure » du déphasage de la tension E_2 par rapport à E_1.

On peut voir facilement que, quand le déphasage t de la tension E_2 par rapport à la tension E_1 augmente, la tension moyenne de sortie varie comme l'indique la courbe de la figure 11-11 a.

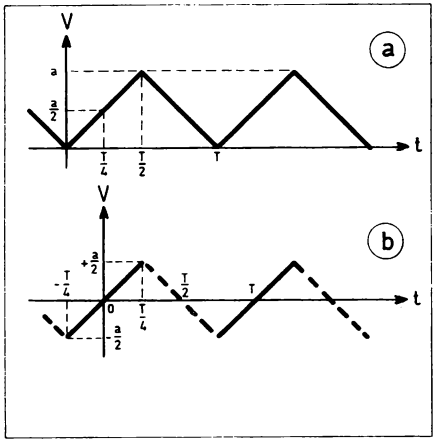


Fig. 11-11. — Suivant la valeur du déphasage t de la tension E_2 par rapport à la tension E_1 dans un « ou exclusif », ainsi que le montrait la figure 11-10, la tension moyenne de la sortie S varie comme le montre la courbe (a). On peut également utiliser la représentation de la courbe (b), en prenant comme origine des déphasages la valeur T/4 et en retranchant a/2 de la tension V moyenne de la sortie S. Les parties en pointillé correspondent à des valeurs de déphasage pour lesquelles la variation de V en fonction de ce déphasage se fait en sens inverse de la variation « normale » (correspondant aux parties en trait plein.)

Plutôt que de représenter la courbe comme sur la figure 11-11 a, on préfère la tracer comme la courbe 11-11 b : on considère que l'origine des déphasages est prise pour un retard t de T/4 (un quart de période) de la tension E_2 par rapport à E_1 et l'on prend comme origine des tensions de sortie la valeur moyenne de la sortie du « ou exclusif » pour ce déphasage.

Donc, quand la tension E_2 prend un déphasage plus grand (ou plus petit) que la valeur initiale T/4 par rapport à E_1, la tension de sortie devient positive (ou négative).

La « plage de capture »

Si l'on utilise le phasemètre monté avec un « ou exclusif » dans une boucle d'asservissement en phase du type de la figure 11-9, il peut y avoir certaines difficultés de fonctionnement.

En effet, si la fréquence F′ est très différente de F, le déphasage entre la tension à fréquence F et la tension à fréquence F′ varie rapidement. La tension d'erreur en fait donc autant, mais cette tension a une variation périodique puisque, comme le montrent les courbes de la figure 11-11, nous trouvons la même tension d'erreur pour différentes valeurs de déphasage qui diffèrent les unes des autres de T.

Donc, si la différence de F et F′ est grande, la fréquence de variation de la tension d'erreur est élevée : le filtre passe-bas de la boucle d'asservissement ne donne plus en sortie qu'une tension peu variable, presque nulle. L'asservissement n'a pas lieu.

Autrement dit, si l'on règle initialement la fréquence F′ à une valeur trop différente de la fréquence F, la boucle d'asservissement étant ouverte, quand on ferme la dite boucle dans l'espoir que le « verrouillage » se fasse, ce dernier n'a pas lieu.

A l'opposé, si l'on a initialement réglé la fréquence F′ (en réglant la valeur initiale de la fréquence F_0) à une valeur pas trop éloignée de F, la tension de sortie du phasemètre ne varie pas trop vite. En particulier, tout le système demeure pendant un certain temps avec un déphasage entre F et F′ restant dans la plage $-T/4$ $+T/4$ de la courbe de la figure 11-11 b. La bande passante du filtre passe-bas étant suffisamment grande par rapport à la fréquence de variation de la tension d'erreur, la fréquence F′ se trouvera « capturée » par la fréquence F. L'asservissement se produira, et toute cause tendant à faire varier F′ par rapport à F entraînera une variation du déphasage, donc de la tension d'erreur, agissant par la commande de fréquence pour compenser la cause de décalage initial.

Il est à noter que, si le déphasage est tel que l'on se trouve sur une des zones représentées en tirets sur la courbe de la figure 11-11 b, le système asservi joue « à l'envers » puisque, là, une augmentation du déphasage provoque une diminution de la tension d'erreur.

Dans ces conditions, on dit que le système asservi « chasse » : même si F′ et F étaient accidentellement égales à ce moment, il suffirait de la moindre variation de F′ pour que l'effet de la boucle tende à augmenter la variation en question.

Le système se remettra automatiquement dans un état de déphasage qui correspond à une partie en trait plein de la courbe de la figure 11-11 b.

Si, comme nous l'avons dit, l'écart initial de F′ et de F n'est pas trop grand, le système asservi fonctionnera.

On appelle « plage de capture » le domaine de valeurs initiales possibles de F′, s'étendant de part et d'autre de F, pour lequel le système asservi peut fonctionner dès la mise en service de la boucle.

Plus cette plage de capture est élevée, plus le système admet de fortes variations de la fréquence F.

Une fois que la « capture » a été faite, il faut encore définir dans quel domaine la fréquence F′ peut varier sans faire cesser l'asservissement. Ce domaine sera essentiellement défini par les possibilités de variation de fréquence de l'oscillateur commandé F_0 et du phasemètre.

La réalisation du filtre passe-bas est assez délicate. En effet, il ne faut pas oublier que le comparateur compare des *phases* et qu'il donne une tension d'erreur qui agit sur une *fréquence*. Or, à un écart de fréquence constant correspond un

déphasage qui croît linéairement en fonction du temps. Nous avons donc, en quelque sorte, une intégration par rapport au temps dans la partie de la boucle qui comprend l'oscillateur commandé et le phasemètre. Il faudra en tenir compte dans la fonction de transfert du filtre pour que l'asservissement se fasse d'une façon stable.

Ce filtre comporte généralement un réseau intégrateur, plus un terme d'amortissement. Autrement dit, on fait en sorte que le phasemètre ait une réponse en intensité, délivrant un courant proportionnel au déphasage et l'on envoie ce courant dans un condensateur (qui réalise ainsi l'intégrateur), en parallèle avec l'ensemble formé par une résistance en série avec un condensateur de très forte capacité : ce second réseau joue alors le rôle d'un système à réponse linéaire (et non intégrée) pour les fluctuations courtes.

Évidemment, l'inconvénient de ce type de P.L.L. est la limitation de sa plage de capture. C'est la raison pour laquelle on a étudié et mis au point un système tout à fait remarquable qui est sensible à la fois à la différence de phase et à la différence de fréquence, éliminant les ambiguïtés dues au caractère périodique de la courbe de réponse du phasemètre, telle qu'on la trouve sur la figure 11-11 b.

Le « C.P.F. » (comparateur phase-fréquence)

Le « cœur » de ce système est représenté sur le schéma de la figure 11-12 dont la relative simplicité est tout à fait trompeuse, car l'explication de son fonctionnement est loin d'être évidente. Les deux basculeurs B et B′ sont du type $\overline{R}$-$\overline{S}$ (que l'on peut réaliser avec deux portes « nand » chacun). La porte P est une

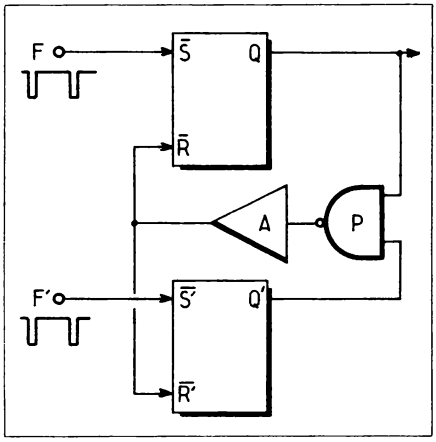


Fig. 11-12. — Structure simplifiée du circuit « C.P.F. » (Comparateur Phase Fréquence). Chaque basculeur est amené par l'impulsion qu'il reçoit dans l'état où sa sortie Q est haute. Quand les deux sorties Q sont hautes, le circuit « nand » P, par l'intermédiaire de l'amplificateur A, qui introduit un retard de transmission *d′* remet les deux basculeurs à zéro (dans l'état où leurs sorties Q sont au niveau bas).

porte « nand » et l'amplificateur A a pour but essentiel d'introduire un certain retard sur la propagation du signal issu de la sortie de P et allant vers les remises au zéro $\overline{R}$ et $\overline{R}'$ des deux basculeurs. Nous supposons que les tensions à fréquence F et F′ attaquent les entrées $\overline{S}$ et $\overline{S}'$ de B et B′ respectivement sous la forme d'impulsions très brèves. En fait, comme nous le verrons dans le schéma plus détaillé, on remplace les basculeurs R-S par des J-K.

Étant donné le type de remise à zéro (niveau bas sur les entrées $\overline{R}$ et $\overline{R}'$, on voit que cette remise aura lieu lorsque, l'une des sorties Q (ou Q′) étant déjà à

l'état logique haut, l'autre passera à son tour à l'état haut. A ce moment, la porte « nand » P donnera un niveau bas en sortie, et l'amplificateur A le transmettra avec un certain retard, *d*, aux entrées $\overline{R}$ et $\overline{R}'$.

Donc, si les impulsions F et F′, de même fréquence, sont rigoureusement synchrones (fig. 11-13), nous trouverons, sur les sorties Q et Q′, des signaux positifs extrêmement courts, de durée *d*. En effet, les sorties Q et Q′ passent en même temps au niveau haut, donnant alors un niveau bas en sortie de la porte « nand » P, niveau qui agit en remettant à zéro les deux basculeurs B et B′ après un retard égal à *d*.

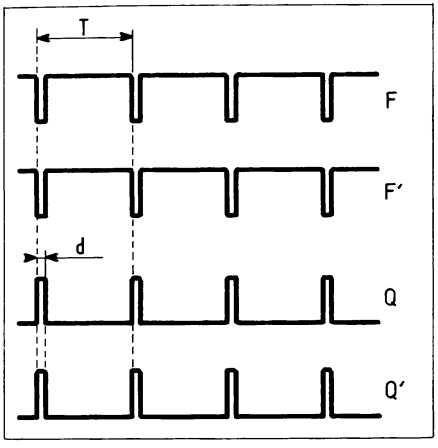


Fig. 11-13. — Fonctionnement du C.P.F. dans le cas où les impulsions appliquées aux deux entrées sont à la même fréquence et rigoureusement en phase : les deux basculeurs passent à l'état « travail » (Q = 1) en même temps, ce qui les ramène tous deux à l'état « repos » (Q = 0) avec un retard d, dû à l'amplificateur A de la figure 11-12.

Les deux formes d'ondes possibles

Supposons maintenant que nous ayons des impulsions F et des impulsions F′ exactement à la même fréquence, mais avec un déphasage *t* en retard des impulsions F′. Comme on peut le voir sur les formes d'ondes de la figure 11-14, on ne peut pas prévoir les formes d'ondes que l'on aura sur les sorties Q et Q′ : il y a, en effet, deux solutions possibles.

En effet, sur la moitié gauche des formes d'ondes données pour Q et Q′, nous avons supposé que les impulsions F provoquent le passage de Q de 0 à 1, alors que Q′ est encore au niveau bas. Donc, à chaque arrivée d'une impulsion F′, Q′ passe à son tour au niveau 1 : comme, à ce moment, Q et Q′ sont tous deux au niveau 1, la porte nand P provoque, avec le retard *d*, la remise à zéro de Q et de Q′. On trouve donc :

— sur Q des signaux hauts pendant la durée t + *d* et bas le reste du temps;

— sur Q′ des signaux qui ne sont hauts que pendant le temps très court *d* (comme ils l'étaient sur les formes d'onde de la figure 11-13) et bas presque tout le temps.

Mais ces formes d'ondes ne sont pas les seules possibles. Nous avons représenté, dans la moitié droite des lignes où sont tracées les formes d'ondes relatives à Q et Q′, une autre possibilité qui correspond au cas où Q′ était déjà au niveau 1 quand Q est passé au niveau 1 lors d'une impulsion F.

On voit que, dans ces conditions, la sortie Q ne passe à l'état 1 que pendant des temps très courts, égaux à *d*, comme elle le faisait dans le cas de la figure 11-13.

A l'opposé le signal sur Q′ passe au niveau haut au moment de l'arrivée de chaque impulsion F′; il y reste jusqu'à la redescente simultanée de Q et Q′, qui a lieu avec un retard d après l'arrivée d'une impulsion F. Le signal en sortie de Q′ est donc haut pendant le temps :

$$T - t + d$$

et bas pendant le temps :

$$t - d$$

A ce moment du raisonnement, on est automatiquement amené à se poser la question : quelles seront les formes d'ondes des sorties Q et Q′?

Les deux formes tracées, à gauche ou à droite, sont également possibles. Mais le fait que le système donnera l'une ou l'autre dépend de ce qui s'est passé depuis la dernière coïncidence des impulsions F et F′.

Quand cette coïncidence a lieu, pas d'ambiguïté possible : les sorties Q et Q′ varient bien comme le montre la figure 11-13.

Cas d'un déphasage variable

Supposons maintenant que les impulsions F et F′ commencent par être rigoureusement à la même fréquence et en phase (donc synchrones comme sur la figure 11-13), puis que les impulsions F′ prennent un petit retard par rapport aux impulsions F. Tant que le retard t reste inférieur à d, on comprend bien que son seul effet est de retarder l'instant de retombée de Q et de Q′, mais que la montée de Q a toujours lieu au moment de l'impulsion F. En revanche, la montée de Q′ a lieu un petit peu plus tard : le signal sur Q′ reste de longueur d, alors que celui que l'on trouve sur Q s'allonge : on est donc forcément dans le cas des formes d'ondes représentées sur la moitié gauche de la figure 11-14.

Si le retard t s'accroît, nous serons toujours dans le cas de cette moitié de gauche de la figure 11-14 : le signal sur Q va s'allonger de plus en plus (nous

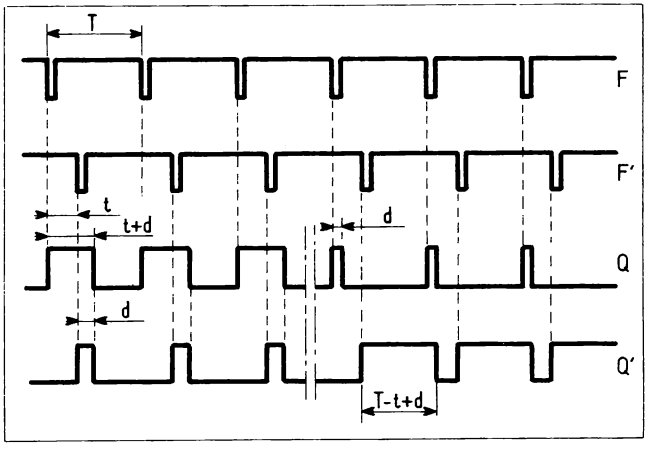


Fig. 11-14. — Maintenant, les entrées du C.P.F. sont attaquées par F′ qui, ayant la même fréquence que F, est en retard de t par rapport à cette dernière. Deux cas sont possibles pour les formes d'ondes de sortie : à gauche de la partie hachurée si c'est Q′ qui passe le second au niveau haut; à droite on trouve les formes d'ondes qui correspondent au cas où c'est Q qui passe le second au niveau haut.

parlons de sa partie à niveau haut), alors que la partie haute du signal sur Q′ restera très courte, de durée *d*.

Quand, le retard t augmentant, les impulsions F′ redeviendront presque synchrones des impulsions F, nous retrouverons les formes d'ondes de la figure 11-13. Si le retard *t* continue à croître (il vient de passer par la valeur T), nous retrouverons le même processus que ci-dessus : la partie haute des signaux Q va augmenter de durée au fur et à mesure que le retard *t* augmente, alors que les signaux de Q′ ne resteront haut que pendant les temps très courts *d*.

Donc, si la fréquence F′ est très légèrement inférieure à F, ce qui donne aux impulsions F′ une période un peu plus longue que celle des impulsions F, nous trouverons sur Q un signal dont la durée haute augmente progressivement, de *d* à presque T, retombe brusquement à *d* et recommence à croître presque jusqu'à *d*, etc. Sur Q′, il y aura toujours des signaux dont la partie haute est très courte, égale à *d*.

La valeur *moyenne* de la tension de sortie Q va donc croître lentement de presque zéro jusqu'à *a* (*a* étant l'amplitude des signaux de sortie de Q), redescendre brusquement à zéro, recommencer à croître jusqu'à *a*, etc. Pendant ce temps, la valeur moyenne de la tension de sortie Q′ restera presque nulle.

Cas où F′ > F

Nous ne détaillerons pas autant le raisonnement que l'on peut faire en supposant que, maintenant, la période des impulsions F′ est plus petite que celle des impulsions F, autrement dit que F′ > F.

En partant d'un instant où les impulsions F et F′ sont pratiquement synchrones (correspondant au cas de la figure 11-13), nous allons voir les impulsions F′ prendre progressivement de l'avance sur les impulsions F. La seule solution possible pour les signaux de sortie est celle qui correspond à la moitié de droite de la figure 11-14 : les signaux sur Q sont très courts, égaux à *d*, alors que la partie haute des signaux sur Q′ est longue.

Au fur et à mesure que l'avance des impulsions F′ sur les impulsions F croît (du fait de la fréquence F′ supérieure à la fréquence F), les parties hautes des signaux sur Q′ s'allongent de plus en plus, tendant vers une durée proche de T, alors que les signaux sur Q restent toujours sous forme de courts tops positifs de durée *d*.

Si nous considérons maintenant la tension moyenne de la sortie Q, nous voyons qu'elle reste constante et pratiquement nulle, comme le faisait la tension moyenne de la sortie Q′ dans le cas où F′ était inférieure à F. La tension moyenne de Q′, en revanche, croît depuis une valeur presque nulle (correspondant à l'instant de quasi-coïncidence des impulsions F et des impulsions F′) jusqu'à une valeur presque égale à *a*.

Si l'avance de phase des impulsions F′ par rapport aux impulsions F atteint, puis dépasse, la valeur T, nous trouverons, comme dans le cas précédent, une tension moyenne de la sortie Q′ qui retombe brusquement à zéro ou presque (au moment d'un nouveau synchronisme entre les impulsions), puis recommence à croître.

La figure 11-15 illustre les variations, en fonction de *t*, de *u* (valeur moyenne de la tension de sortie de Q) et de *u′* (valeur moyenne de la tension de sortie de Q′), selon que la fréquence F′ est inférieure à F (*a*), auquel cas le retard t des impulsions F′ va en croissant au cours du temps, ou que la fréquence F′ est supérieure à la fréquence F (*b*), ce qui correspond au cas où le retard *t* va en décroissant.

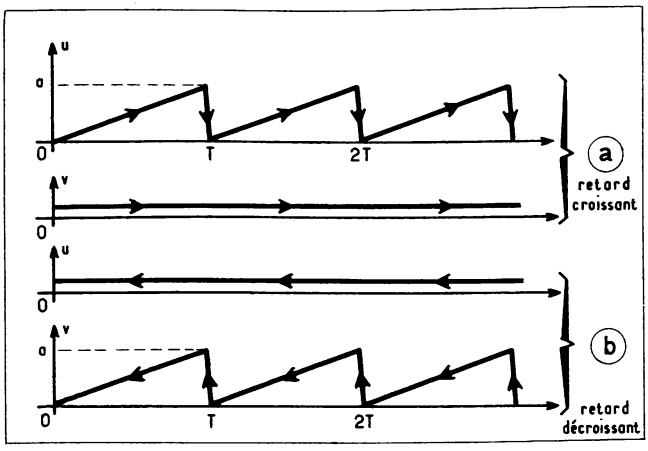


Fig. 11-15. — Deux cas possibles de variation des tensions moyennes *u* de la sortie Q et *v* de la sortie Q′ selon que le retard *t* va en croissant (a), ou en décroissant (b).

La réponse complète du C.P.F.

Nous pouvons maintenant expliquer simplement ce qui se passe quand nous prenons la différence des deux tensions moyennes, cette différence étant $v = u - u'$.

Cette courbe (fig. 11-16) est tracée en fonction du retard t des impulsions F′ par rapport aux impulsions F. Nous avons utilisé la partie droite pour les valeurs

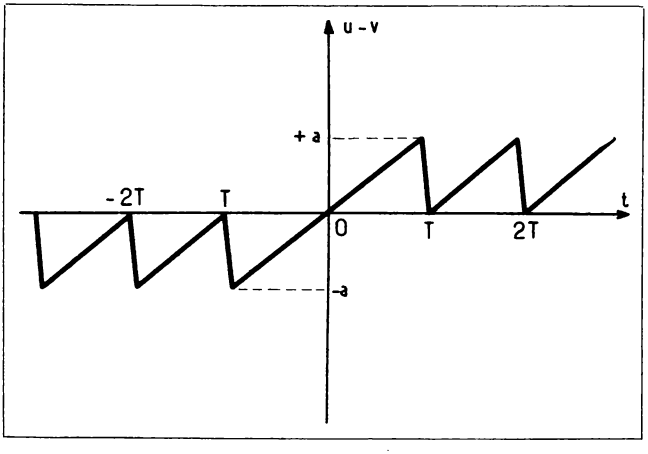


Fig. 11-16. — Si l'on trace la différence des valeurs moyennes *u* et *v* des sorties Q′ et Q du C.P.F. de la figure 11-12, on obtient la courbe ci-dessus, qui montre que la tension de sortie ne sera pas la même si le déphasage *t* augmente (valeurs positives de *t*, fréquence F′ inférieure à F) ou s'il diminue.

de t croissantes (correspondant au cas de la figure 11-15 a, donc de $F > F'$), et la partie gauche pour les valeurs de t décroissantes (correspondant au cas de la figure 11-15, b donc de $F < F'$).

On voit donc que la tension de sortie varie de part et d'autre de zéro quand le déphasage t part d'une valeur nulle; que cette tension oscille entre zéro et $+a$ quand le déphasage croît (parce que $F' < F$) et qu'elle oscille entre zéro et $-a$ quand le déphasage décroît (parce que $F' > F$).

Donc, tant que F' reste inférieure à F, la tension de sortie v oscille, mais garde une composante moyenne positive, alors que, dans le cas où F' est supérieure à F, la tension de sortie oscille, en gardant une composante continue négative.

Lecture sur un galvanomètre

Imaginons que nous ayons appliqué la tension v à un voltmètre à aiguille dont la position de repos (correspondant à une tension nulle) soit au milieu de l'échelle. Nous pouvons facilement imaginer ce que nous verrons sur l'aiguille.

Si F' est notablement inférieure à F, la fluctuation de la tension v est très rapide (puisque la fréquence de cette tension est la différence des fréquences F et F', vu que la tension v repasse par zéro chaque fois que le signal à fréquence F' a pris une période de retard de plus par rapport au signal à fréquence F). L'aiguille en raison de son inertie, ne peut suivre de telles fluctuations : elle garde une position moyenne, correspondant à peu près à ce que donnerait l'application de la tension $a/2$.

Maintenant, nous faisons croître F', cette dernière étant toujours inférieure à F, mais avec une différence plus faible. La tension v fluctue toujours entre 0 et $+a$, mais plus lentement et l'aiguille commence à suivre un peu ces fluctuations.

Si la différence entre F' et F devient très faible, F' étant toujours inférieur à F, vu la fréquence très faible de la fluctuation de v, l'aiguille les suit parfaitement et oscille dans la moitié droite du cadran, depuis le centre jusqu'à une position très à droite, qui correspond à la tension $+a$.

Augmentons encore F' qui devient égale à F. L'aiguille s'immobilise sur une position qui dépend du déphasage des deux tensions. Si nous augmentons un tout petit peu F' (qui est alors très faiblement supérieure à F), le déphasage de F' par rapport à F va commencer à diminuer, après avoir cessé d'augmenter au moment où l'on avait $F' = F$.

L'aiguille va donc se mouvoir lentement vers la gauche, passer par la position centrale, gagner la moitié gauche de l'échelle. Quand le déphasage en avance de F' aura atteint presque une période, l'aiguille sera tout à fait à gauche du cadran, dans la position qui correspond à la tension $-a$, d'où elle va revenir brusquement à zéro, quand le déphasage en avance de F' par rapport à F aura dépassé une période.

Nous allons maintenant observer une fluctuation lente de l'aiguille dans la moitié gauche de l'échelle. Si la différence des fréquences F' et F augmente, F' restant supérieure à F, le mouvement de l'aiguille va diminuer d'amplitude, en raison de l'inertie de la dite aiguille, et notre voltmètre finira par nous indiquer $-a/2$, avec de légères fluctuations de part et d'autre de cette valeur, fluctuations d'autant plus faibles et plus rapides que la différence $F' - F$ sera plus grande.

Cet unique voltmètre nous indiquera donc en même temps le sens de la différence des fréquences, ainsi que le déphasage d'une des tensions par rapport à l'autre.

Un tel système, correctement utilisé, peut donc avoir une « plage de capture » infinie (dans la limite de la variation possible de la fréquence de l'oscillateur commandé en fréquence et de la commande qui lui est appliquée par la tension v).

Schéma pratique du C.P.F.

Le schéma indiqué sur la figure 11-12 serait utilisable, mais peu pratique. On préfère utiliser deux basculeurs J-K, chacun ayant son entrée K au niveau zéro, son entrée J au niveau 1.

Ainsi, le flanc descendant du signal appliqué à l'entrée H de B, par exemple, fait passer ce basculeur dans l'état où Q = 1. Nous avons supposé qu'il s'agissait de circuits du type T.T.L. « maître-esclave », dans lesquels l'horloge agit par son flanc descendant.

Le retour à l'état où Q = 0 sera commandé par le « reset », $\overline{R}$, commande dont sont munis les basculeurs J-K classiques.

On le commande par les sorties Q et Q′ des deux basculeurs (fig. 11-17). Ces sorties sont appliquées à une première porte « nand », N_1, suivie de deux portes « nand » en cascade, utilisée chacune comme inverseur (N_2 et N_3). Ces deux autres portes, qui transmettent aux commandes $\overline{R}$ et $\overline{R}'$ la sortie de N_1, jouent le rôle de l'amplificateur retardateur A de la figure 11-12.

Il reste à faire la différence des tensions de sortie Q et Q′. On va passer par l'intermédiaire d'un générateur de courant pour arriver à obtenir la tension de sortie voulue.

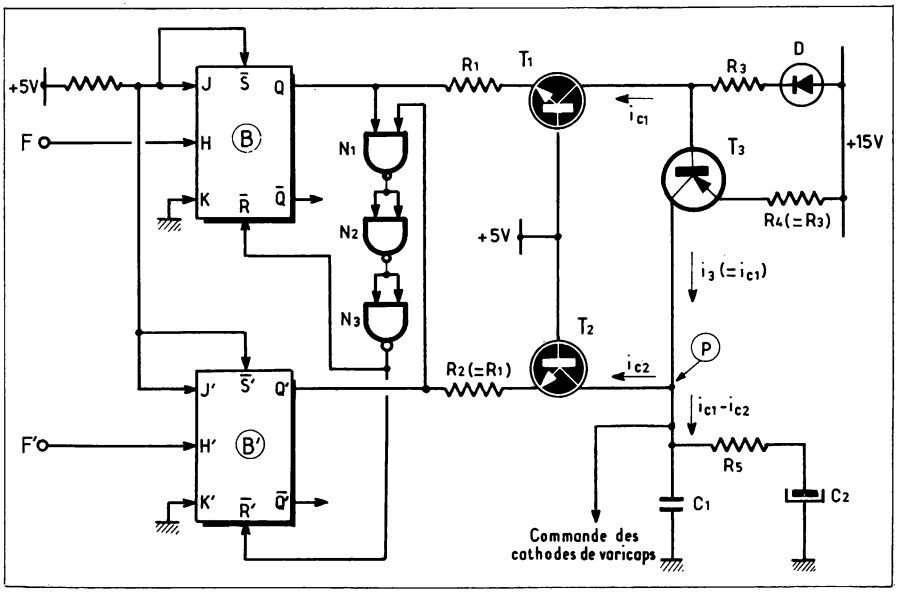


Fig. 11-17. — Réalisation pratique d'un C.P.F. Les transistors T_1 et T_2 sont des étages base commune, pour permettre d'avoir, en sortie, des tensions plus élevées que celle que peut supporter un circuit intégré TTL. Le transistor T_3 est un « miroir de courant », permettant de disposer en P de la différence des courants $i_{C1} - i_{C2}$.

Les sorties Q de (B) et Q′ de (B′) sont des sorties de TTL : elles peuvent donc être au niveau presque nul (niveau logique bas), ou relativement haut (entre 2,4 et 5 V) mais pas bien défini. D'autre part, elles ne doivent pas être portées à un niveau supérieur à 5 V.

Les transistors T_1 et T_2 sont deux étages montés en base commune et ils permettent de limiter à un peu moins de 5 V (en fait à 5 — 0,6 V) la tension maximale des sorties Q et Q′. Dans leurs collecteurs, on peut avoir des courants égaux à ceux que consommeront les sorties Q et Q′, mais on peut maintenant disposer de ces courants dans des circuits à tension plus élevée que le 5 V maximal des TTL.

Pour que les courants correspondants à l'état logique bas de Q (dans le transistor T_1) et à l'état logique bas de Q′ (dans le collecteur du transistor T_2) soient bien définis, nous avons placé des résistances R_1 et R_2, égales entre elles, dans les circuits d'attaque de ces transistors, c'est-à-dire dans leurs circuits d'émetteurs (rappelons que T_1 et T_2 sont des étages en base commune).

Sur le courant collecteur de T_1, nous avons utilisé un « miroir à courant », que nous avons déjà rencontré (p. 142, fig. 7-29). Le courant collecteur du transistor T_3 « recopie » celui du transistor T_1, ce qui nous permet d'obtenir un courant égal à la différence des courants collecteurs de T_1 et de T_2, donc proportionnel à la différence des niveaux de sortie de Q et de Q′. Ce courant est fourni (ou consommé) par le point où l'on interconnecte les collecteurs de T_2 et de T_3.

Pour que la variation du potentiel de ce point puisse être aussi élevée que possible, nous prendrons pour R_4 (et pour R_3 qui lui est égale) une résistance environ quatre fois plus petite que R_1. Comme la chute de tension dans cette dernière varie de zéro à environ 4,4 V, nous n'aurons pas plus de 1,1 V de chute de tension maximale dans R_3 ou dans R_4, ce qui fait que le collecteur du transistor T_3 pourra monter jusqu'à un potentiel voisin de 15 — 1,1 = 13,9 V. Le transistor T_2 fonctionnera tant que son collecteur reste à un potentiel supérieur à celui de son émetteur, qui est de l'ordre de 4,4 V. Donc, le point P où arrivent les collecteurs de T_3 et de T_2 pourra passer d'un potentiel 4,4 V à un potentiel 13,9 V, soit une plage de variation possible de 9,5 V, suffisante pour commander largement des diodes à capacité variable dans un oscillateur commandé en fréquence.

Le réseau correcteur

Pour obtenir la tension de commande de ces diodes, on voit que le courant produit (ou consommé) au point P est envoyé au circuit composé de C_1, C_2 et R_5.

Il peut sembler curieux de n'avoir aucune résistance entre le point P et la masse. Mais, en fait, il ne faut pas oublier la propriété du C.P.F. : si la fréquence F′, par exemple, est supérieure à la fréquence F, les signaux sur Q seront presque tout le temps des tops positifs courts, Q restera presque tout le temps au niveau bas, le courant de T_1, donc de T_3, sera maximal, alors que celui de T_2 variera progressivement, selon le déphasage, entre zéro et le maximum. Il y aura donc, partant du point P, un courant qui a une composante continue positive (sortante), donc dans le sens de la flèche sur le schéma de la figure 11-17. Or, ce cas correspond à celui où l'on doit continuer à agir sur la commande de l'oscillateur à fréquence commandée jusqu'à ce que l'on rattrape une fréquence F′ égale à F.

Quand les deux fréquences auront été ramenées à la même valeur par l'action de la boucle d'asservissement, le C.P.F. va parfaire son action en amenant les deux tensions à être en phase : à ce moment le courant sortant du point P sera constamment nul, et il n'y aura plus de correction de fréquence apportée à l'oscillateur.

Indiquons, pour terminer, que le C.P.F. peut se réaliser comme nous l'avons indiqué sur la figure 11-17, mais on peut aussi utiliser un C.P.F. tout fait, comme il en existe sur certains circuits intégrés « P.L.L. » tel que le CD 4046, qui comporte, outre un C.P.F. complet, un phasemètre à circuit « ou exclusif », un oscillateur commandé en fréquence pouvant monter jusqu'à 3 MHz, un étage abaisseur d'impédance à M.O.S. monté en « source follower », un amplificateur de mise en forme du signal à la fréquence F′ et une diode Zener pour stabiliser une tension de référence.

Les synthétiseurs de fréquence

Nous avons déjà évoqué ces appareils, destinés à produire n'importe quelle fréquence, affichée sur des cadrans codés (ou commandée par un programme). Ils utilisent en grand les comparateurs du type C.P.F. et les diviseurs programmables.

En particulier, c'est pour réaliser ces synthétiseurs que l'on utilise couramment les diviseurs à rapport non entier. Si, dans le système de P.L.L. représenté sur la figure 11-9, le diviseur de fréquence à un rapport non entier, K, cela n'empêchera nullement l'oscillateur F_0 d'être asservi à une fréquence KF, et nous ne rencontrerons plus les problèmes de variation de la période qui nous avaient gênés lors de l'emploi des diviseurs de fréquence à rapport non entier.

Prenons un exemple plus précis. Nous voudrions produire une fréquence stable de 750 kHz, asservie à la fréquence d'un oscillateur à quartz donnant du 100 kHz. Nous pouvons facilement réaliser un diviseur de fréquence de rapport 7,5 en employant un compteur programmable qui divise une fois par 7 et une fois par 8. Il présente, comme nous l'avons dit, le défaut de donner des impulsions de sortie dont l'écart avec la précédente n'est pas constant, puisque cet écart vaut une fois 7 périodes de la fréquence F_0 et une fois 8 périodes de ce même oscillateur.

Mais nous ne serons pas gênés par ce fait : en appliquant ce signal « irrégulier » à un C.P.F., ce dernier nous donnera, si la fréquence F_0 est rigoureusement égale à 750 kHz et la fréquence F rigoureusement égale à 100 kHz, une tension qui va fluctuer de part et d'autre de zéro. Il nous suffira de la filtrer correctement pour obtenir une commande parfaitement continue pour l'oscillateur à fréquence commandée, qui donnera une fréquence parfaitement constante de 750 kHz, exactement égale au produit de la fréquence F par 7,5. En quelque sorte, le rôle du C.P.F. est de vérifier que, en une seconde, il y a autant d'impulsions sortant du diviseur de F_0 par 7,5 que d'impulsions à la fréquence F. Si les nombres d'impulsions ne sont pas égaux, le C.P.F. agit en conséquence. Donc, malgré le défaut du diviseur à rapport non entier, nous obtiendrons une fréquence multipliée parfaitement constante et précise.

Précisons toutefois que, si la structure de ces synthétiseurs semble relativement simple, leur réalisation est hérissée de difficultés techniques et technologiques redoutables. En particulier, on souhaite généralement que la tension donnée par ces synthétiseurs soit d'une pureté spectrale parfaite : on ne peut tolérer la moindre modulation de fréquence, d'amplitude ou de phase de la tension produite. Dans certains modèles, on arrive à réduire les « raies parasites » à -120 dB par rapport au signal principal, autrement dit on trouve, pour les signaux à fréquence parasite, une amplitude un million de fois plus faible que pour le signal normal. Ce terme de « raie parasite » vient de l'étude du signal de sortie à l'analyseur panoramique, qui donne un spectre de raies, chacune correspondant, selon son abscisse, à une fréquence donnée et indiquant, par sa longueur, la puissance envoyée sur la fré-

quence en question. Un signal rigoureusement sinusoïdal, sans aucune trace de modulation, se traduit donc par un spectre qui ne comporte qu'une seule raie. Dès que l'on module, même très légèrement, en amplitude à la fréquence f le signal à fréquence F, il apparaît deux raies, de part et d'autre de la raie normale, correspondant aux fréquences $F - f$ et $F + f$ (ce sont les « bandes latérales »).

La moindre trace de signal parasite sur les tensions d'alimentation, de champ magnétique perturbateur sur les noyaux des bobinages, de couplage électrostatique sur les éléments d'un circuit, suffit pour provoquer une montée spectaculaire des raies parasites, et c'est ce qui classe la réalisation des synthétiseurs de hautes performances parmi les exploits techniques les plus audacieux de l'électronique. On pourrait cependant ajouter, en paraphrasant GALILÉE : « Et pourtant, ils fonctionnent ».

CHAPITRE 12

Conversion digitale-analogique

Il y a deux façons de transmettre une information qui représente une valeur :

— on peut envoyer sur un fil un signal électrique à variations continue dont une caractéristique (par exemple la tension) représente la grandeur à transmettre ;

— on peut envoyer sur un fil (signaux successifs en code série) ou sur plusieurs fils (signaux simultanés en code parallèle) des « présences » ou « absences » de tension qui sont l'expression en code binaire d'un nombre mesurant la grandeur.

La seconde méthode est la transmission « digitale » (ou numérique) la première étant la méthode « analogique ». Nous allons voir comment on traduit une expression digitale en expression analogique.

12-1. — LA REPRÉSENTATION DIGITALE

Nous avons à transmettre une valeur donnée, variant de A à B. Nous allons fractionner l'intervalle A-B en K intervalles partiels égaux, K étant une puissance de 2 :

$$K = 2^p$$

Chaque intervalle vaut donc :

$$\frac{B - A}{2^p} = q \text{ } (q \text{ comme « quantum »}).$$

On appelle « intervalle n° 0 » le premier, allant de A à $A + q$.

Chaque intervalle est donc représenté par un nombre allant de zéro (inclus) à $2^p - 1$. On peut donc le représenter par un nombre binaire de p chiffres, chacun de ces chiffres étant un 1 ou un 0.

Pour transmettre ce nombre sous forme électrique, nous devrons faire des conventions. Par exemple, si nous souhaitons le transmettre sur un fil unique, en code dit « série », nous pourrons faire comme l'indique la figure 12-1. Il s'agit d'un nombre binaire à 8 bits (on appelle « bit », qui vient de la contraction de « binary digit », un élément électrique de représentation d'un chiffre pris dans un nombre binaire).

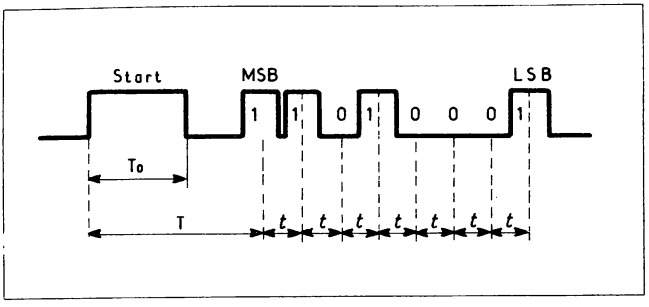


Fig. 12-1. — Pour transmettre un nombre binaire sous forme de code « série », on doit le faire précéder d'un signal spécial « start », d'une durée connue, et préciser le temps T qui s'écoule avant l'instant de lecture du premier bit (le « MSB » ou Most Significant Bit = bit de poids maximal) ainsi que la durée *t* qui doit séparer la lecture de chaque bit, jusqu'au dernier, le « LSB » (Least Significant Bit = bit de poids minimal).

Les conventions adoptées ici sont les suivantes :

— le nombre sera précédé d'un signal « start », d'une durée T_0;

— le milieu du signal qui définit le premier bit transmis se trouve en retard de *t* par rapport au début du start;

— chaque milieu de bit suit le milieu du bit précédent avec un retard constant *t*;

— il y a huit bits;

— la transmission commence par le « MSB » et se termine par le « LSB ».

Précisons ce dernier point. Chaque chiffre binaire, 1 ou 0, correspond à ce que l'on appelle un « poids ». Ainsi, dans les nombres à trois bits, nous exprimerons la valeur six sous la forme :

110

Le premier chiffre correspond au « poids » 4, le second au « poids » 2, le dernier (à droite) au « poids » 1. On additionne les poids correspondant à tous les chiffres égaux à 1 pour avoir la valeur totale (ici 4 + 2 = 6).

Le chiffre qui correspond au « poids » le plus élevé dans le nombre est celui dont la signification est le plus importante. On le désigne donc sous le nom de « MSB » (Most Significant Bit = Bit ayant la plus grande signification). Dans notre exemple, ce sera le 1 situé à gauche.

A l'opposé, on désigne sous le nom de « LSB » celui dont le poids est le plus faible (Least Significant Bit = Bit ayant la plus petite signification), dans notre exemple de la valeur six, ce sera le zéro situé le plus à droite.

Quand on écrit un nombre binaire sur du papier pour faire une opération arithmétique, on écrit toujours, comme dans le système décimal, le MSB à gauche et le LSB à droite. Mais, quand on transmet les différents bits sur un fil, on peut parfaitement convenir de commencer par le LSB et de finir par le MSB, ou l'opposé. Dans le cas de notre exemple de la figure 12-1, nous convenons de commencer par le MSB, ce qui fait que notre nombre s'écrit en notation binaire normale :

11010001

soit :

$$1 \times 28 + 1 \times 64 + 0 \times 32 + 1 \times 16 + 0 \times 8 + 0 \times 4 + 0 \times 2 + 1 \times 1 = 209$$

On pense généralement que le LSB a automatiquement un poids de 1. Or, ce n'est pas forcément vrai : on peut parfaitement utiliser des nombres binaires ayant une partie fractionnaire. Par exemple :

1101,101

signifie :

$$1 \times 8 + 1 \times 4 + 0 \times 2 + 1 \times 1 + 1\frac{1}{2} + 0 \times \frac{1}{4} + 1 \times \frac{1}{8} (= 13{,}625)$$

dans ce cas le LSB a un poids de 1/8.

On peut exprimer un nombre binaire sous forme électrique dite « paralèlle ». Dans le cas de notre exemple de la figure 12-1, nous utiliserons huit fils pour amener les huit tensions (0 ou 1 logiques) qui correspondent aux huit bits. Il faut évidemment convenir des fils sur lesquels nous aurons le MBS, le bit du poids juste inférieur..., jusqu'au LSB.

Le passage du code parallèle au code série se fait au moyen des registres à décalage : on charge le nombre en code parallèle par les différentes entrées parallèles du registre; après cela, il n'y a plus qu'à appliquer des impulsions d'horloge au registre : le nombre « sort » par la sortie série en code série.

La conversion série-parallèle se fait aussi par utilisation d'un registre à décalage : on introduit le nombre série bit par bit; entre chaque application d'un bit à l'entrée série, on envoie une impulsion d'horloge. On trouve finalement le nombre sous forme parallèle sur les sorties parallèles du registre.

Dans tout ce qui suit, nous supposerons toujours que nous utilisons des nombres binaires en transmission parallèle (ou convertis en parallèle comme nous venons de l'indiquer).

12-2. — CONVERSION DIGITALE-ANALOGIQUE PAR ADDITION PONDÉRÉE

Avant toute opération de conversion, nous devons faire passer les signaux d'entrée, fournis sous forme parallèle, par des amplificateurs à niveaux de sortie précis. En effet, les entrées sont simplement définies par les « niveaux logiques standard ». Par exemple, dans le cas des circuits TTL, le niveau « zéro » est simplement inférieur à 0,4 V et le niveau « un » est supérieur à 2,4 V. Or nous devons, comme on le verra plus loin, disposer de signaux dont le niveau zéro et le niveau un soient définis avec une précision d'autant plus grande qu'il y a plus de bits.

Nous devrons donc faire passer chaque entrée par un étage amplificateur, fonctionnant entre le blocage et la saturation, donnant des niveaux de sortie

extrêmement précis. La courbe de réponse de ces amplificateurs sera donc celle de la figure 12-2 sur laquelle figure le « gabarit » où doit s'inscrire la courbe.

Il faut, en effet, que, pour une tension d'entrée V_i inférieure au niveau maximal admis pour l'état logique zéro, la tension de sortie soit définie entre zéro et un seuil a, d'autant plus petit que l'on désire une précision plus grande, c'est-à-dire

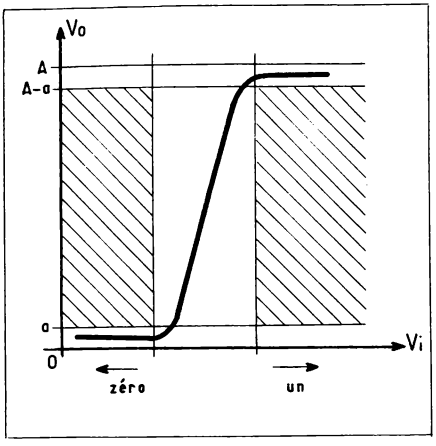


Fig. 12-2. — Les données fournies à un convertisseur digital-analogique sont données avec les niveaux logiques conventionnels, assez peu précis. Il faut utiliser des amplificateurs de niveau, dont la courbe de réponse est définie par le « gabarit » ci-dessus (elle ne doit pas passer dans les zones hachurées), pour obtenir des signaux dont les niveaux haut et bas sont parfaitement définis.

qu'il y a plus de bits. De même, pour une tension d'entrée supérieure au minimum admis pour le niveau logique un, la tension de sortie V_0 doit être comprise entre une « référence », A, et A — a.

On arrive généralement à ce résultat par un étage de sortie composé de transistors à effet de champ, ou de MOS, largement commandés par des tensions de grilles « confortables ».

Donc, en possession des bits de poids différents (nous prendrons l'exemple d'un nombre à quatre bits, le LSB de poids 1 et le MSB de poids 8, nous allons réaliser une addition. La meilleure méthode pour le faire, si l'on admet d'employer des résistances de valeurs adéquates, est l'emploi d'un sommateur à amplificateur opérationnel, comme le montre la figure 12-3.

Sur cette figure, nous voyons les amplificateurs définissant les niveaux avec précision et les résistances qui attribuent à chaque sortie d'amplificateur le « poids » correspondant au rang du bit.

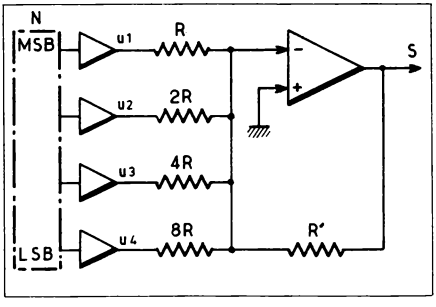


Fig. 12-3. — Une réalisation possible d'un convertisseur D-A (Digital-Analogique). Le nombre à convertir (ici à quatre bits) est passé par des amplificateurs de définition de niveau, dont les tensions de sorties sont ajoutées, avec des « poids », donnés par les valeurs de résistances, dans un montage sommateur classique.

Ainsi, le courant qui arrive à l'entrée « — » de l'amplificateur (qui est maintenue au potentiel zéro par le jeu de la contre-réaction) vaut :

$$\frac{u_1}{R} + \frac{1}{2}\frac{u_2}{R} + \frac{1}{4}\frac{u_3}{R} + \frac{1}{8}\frac{u_4}{R}$$

Comme c'est le même courant qui passe dans la résistance R′ (nous négligeons le courant d'entrée de l'amplificateur), et que l'extrémité gauche de R′ est au potentiel zéro, son extrémité droite est donc à un potentiel proportionnel à la valeur du nombre appliqué sur les entrées.

Le problème de la précision

Avec des composants tous « parfaits », la conversion serait excellente. Nous pourrions le vérifier en appliquant sur les entrées un nombre binaire croissant régulièrement. C'est ce que l'on fait en connectant les entrées du décodeur digital-analogique (en abrégé D-A) aux sorties d'un compteur binaire, ayant autant d'étages que le décodeur D-A comporte de bits d'entrée. On envoie, à l'entrée du compteur, une série d'impulsions à fréquence fixe : le nombre binaire affiché sur les sorties du compteur augmente de 0 à $2^p - 1$, s'il y a p bits. Lorsque ce nombre atteint $2^p - 1$, le compteur « recycle » à zéro.

La tension de sortie d'un décodeur D-A attaqué par un compteur doit donc varier comme le montre la figure 12-4 : il s'agit d'un escalier comportant $2^p - 1$ marche, avec une redescente brusque après la dernière marche, périodiquement, tous les 2^p signaux d'horloge à l'entrée du compteur.

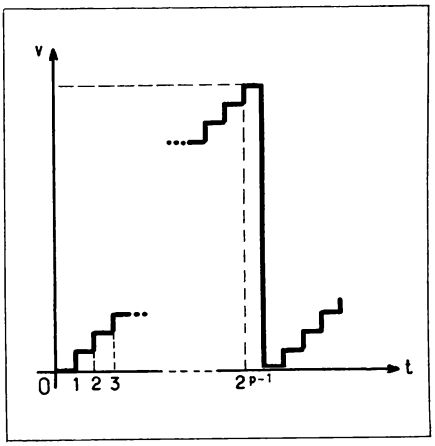


Fig. 12-4. — Pour vérifier le bon fonctionnement d'un convertisseur D-A, on peut appliquer à ses entrées les sorties d'un compteur binaire, attaqué par un générateur d'impulsions. La tension de sortie doit se présenter comme une succession d'escaliers, si possible avec toutes les marches égales.

La forme d'onde indiquée sur la figure 12-4 est théorique. En fait, les différentes causes d'erreur font que l'escalier est irrégulier : les marches ne sont pas toutes égales.

Pour que la réponse soit acceptable, on souhaite d'abord que l'on n'ait jamais une descente là où on devrait avoir une montée. Cela pourrait se produire, par exemple, dans le cas de la figure 12-3, si, les résistances 2 R, 4 R et 8 R étant parfaites, la résistance qui doit être égale à R était égale à R + 15 %. On voit alors facilement que, en passant du nombre binaire 0111 (le MSB à gauche, soit 7 en décimal) au nombre 1000 (soit 8 en décimal), la sortie, au lieu de passer de 7 u à 8 u (u est la variation de tension de sortie qui correspond au LSB), passerait de 7 u à 6,8 u.

Mais, s'il est déjà indispensable de ne pas redescendre, il est aussi important d'avoir des marches aussi égales que possible, et surtout d'obtenir une tension de sortie qui soit précise à mieux que $\pm u/2$, u étant la variation de tension de sortie qui correspond au LSB, c'est-à-dire à la hauteur d'une marche.

Il faut donc, s'il y a p bits, que l'erreur apportée par chacun d'entre eux au courant total qui arrive à l'entrée « — » de l'amplificateur opérationnel soit telle qu'elle entraîne une incertitude sur la tension de sortie inférieure à $u/2p$.

En supposant les niveaux parfaits pour les tensions u_1, u_2 ... il reste les incertitudes sur les valeurs des résistances R, 2 R, 4 R et 8 R.

Puisque la résistance R fournit un courant qui compte pour 50 % du courant total maximal, c'est elle qui devra avoir la précision maximale. Pour la même raison, c'est l'amplificateur de définition de niveau qui fournit la tension u_1 qui devra être le mieux réalisé, avec un seuil a (voir figure 12-2) plus petit que pour tous les autres.

En faisant intervenir maintenant tous les facteurs qui peuvent apporter une erreur, nous voyons tout d'abord que la précision relative totale, sur une sortie qui peut aller de 0 à 2^p (en fait à $2^p - 1$) de 1 en 1, et doit être définie à 1/2 près, doit être de :

$$(1/2) : 2^p = 1/2^{p+1}$$

Si l'on admet que chaque bit peut amener la même contribution à l'erreur absolue totale on voit que chaque bit peut amener, pour son compte une erreur absolue maximale de $1/p \,.\, 2^{p+1}$ de la valeur maximale de sortie.

Le MSB contribue jusqu'à 50 % à cette valeur, l'incertitude relative maximale sur le MSB sera donc de :

$$(1/p \,.\, 2^{p+1}) : (1/2) = 1/p \,.\, 2^p$$

Pour le bit de poids juste en dessous du MSB, comme il ne peut contribuer qu'à 25 % de la valeur maximale il doit être défini avec une incertitude relative maximale double de la précédente, soit $1/p \,.\, 2^{p-1}$.

On va ainsi jusqu'au LSB, pour lequel l'incertitude relative peut être importante, puisqu'elle peut aller jusqu'à $1/2\ p$.

Pour chaque bit l'erreur vient de l'incertitude sur le niveau (erreur a dans la figure 12-2) et sur la valeur de la résistance.

Comme l'incertitude a intervient aussi bien sur le niveau haut que sur le niveau bas il faut compter comme $2a/A$ la limite de l'incertitude relative apportée par les niveaux.

Si l'on appelle $\Delta R/R$ l'incertitude relative apportée par la résistance on doit donc avoir pour le MSB :

$$\frac{\Delta R}{R} + 2\frac{a}{A} < \frac{1}{p.2^p}$$

Suivant les cas on se laissera une incertitude relative plus grande sur a/A et plus faible sur $\Delta R/R$ mais de toutes façons, quand on augmente le nombre de bits la précision à réaliser croît très vite.

Par exemple avec $p = 4$ comme dans notre exemple de la figure 12-3, on peut tolérer une incertitude relative sur le MSB de :

$$\frac{1}{4}2^4 = \frac{1}{4} \times 16 = \frac{1}{64} \text{ (1,6 \% environ)}$$

Ce n'est pas trop difficile à faire. Des niveaux A définis avec une incertitude a de 50 mV sont assez réalisables, ce qui nous donne 1 % pour $2a/A$. Il nous reste 0,6 % de tolérance sur R, ce qui est facile à obtenir.

Mais, si nous voulons un convertisseur D-A de 10 bits, nous voyons que l'incertitude relative apportée par le MSB doit être de $1/10 \times 1024$ soit environ 10^{-4}, à répartir entre le $2a/A$ et le $\Delta R/R$, ce qui commence à être vraiment difficile. Si nous allons à 12 ou 14 bits, cela devient presque du tour de force, puisque, chaque fois que l'on ajoute un bit, on divise par un peu plus de 2 la limite de l'incertitude relative maximale tolérée par bit, ce qui devient particulièrement ardu pour le MSB.

12-3. — CONVERSION DIGITALE-ANALOGIQUE PAR RÉSEAU R-2R

Le système de la figure 12-3 (ou son extension à n bits) est utilisable, mais présente l'inconvénient de nécessiter des résistances ayant des valeurs en progression géométrique de raison 2, éventuellement difficiles à trouver.

C'est pourquoi on tend à lui substituer le système de convertisseur à réseau dit « R, 2R », dont le principe est indiqué sur la figure 12-5.

Nous trouvons, dans le montage, les amplificateurs de définition de niveau, comme dans le cas du montage de la figure 12-3, qui attaquent le réseau. Comme on le voit, ce dernier est symétrique.

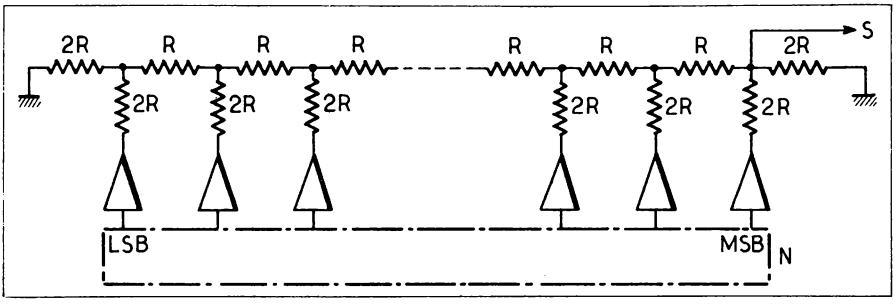


Fig. 12-5. — Structure du réseau dit « R, 2 R », utilisé pour la conversion D-A d'un nombre N. On utilise, là aussi, des amplificateurs de définition de niveaux. Le réseau R, 2R fournit en S une une tension proportionnelle à N.

Pour étudier le fonctionnement du réseau lui-même, examinons son extrémité de droite, en supposant que tous les pieds des résistances 2 R verticales, tels que P, Q... sont à la masse (fig. 12-6).

Coupons le réseau suivant la ligne a : nous trouvons, à droite de a, du point A vers la masse, deux résistances de valeur 2 R en parallèle, soit l'équivalent d'une résistance R vers la masse.

Si, maintenant, nous coupons le réseau suivant la ligne b, nous aurons, à droite de la coupure, une résistance R arrivant au point A, soit l'équivalent de 2 R vers la masse, puisque tout se passe comme si A était déjà relié à la masse par une résistance R.

En coupant le réseau suivant la ligne c, nous trouverons, à droite de la coupure, une résistance vers la masse qui résulte de la mise en parallèle de :

— la résistance verticale 2 R arrivant au point Q à la masse;

— tout le reste du réseau à droite de la coupure b, ce qui vaut, comme nous venons de le voir, 2 R.

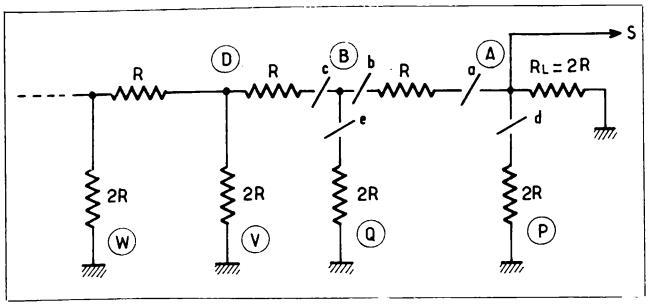


Fig. 12-6. — Explication du fonctionnement du réseau R, 2R. On commence par supposer que l'on coupe le réseau en (a), on trouve l'équivalent de R vers la masse entre le point A et la masse. Si l'on coupe en (b), on trouve une résistance, du côté droit de la coupure vers la masse, qui vaut 2 R. On continue comme cela et l'on suppose enfin que l'on applique une tension en une des entrées, soit P, soit Q, soit V, soit W... toutes les autres étant connectées à la masse.

Donc, à droite de la coupure *c*, on trouve l'équivalent d'une résistance R vers la masse.

Le raisonnement est itératif. On voit ainsi que, en coupant le réseau en n'importe quel point de la chaîne des résistances horizontales, nous trouvons l'équivalent de 2 R vers la masse de chaque côté de la coupure (il ne faut pas oublier que le réseau est symétrique).

Coupons maintenant la résistance 2 R verticale arrivant en P (coupure suivant la ligne *d*). Le point A se comporte alors comme relié à la masse par 2 R à droite (résistance unique) et 2 R à gauche (résistance équivalente au reste du réseau, à gauche de la coupure *a*). Donc A se comporte comme s'il était relié à la masse par une résistance R.

Donc, si nous déconnections P de la masse et que nous injections une tension U au pied de cette résistance, nous trouverions, au point A, la tension U divisée par trois (puisque nous avons formé un diviseur de tension ayant 2 R depuis le point P jusqu'au point A, et R de A à la masse).

Nous aurons donc, sur la sortie S (au point A) une tension :

$$u = U/3$$

Remettons maintenant le point P à la masse et injectons la tension U au point Q, préalablement déconnecté de la masse.

Comme plus haut, on voit que, si l'on coupe suivant la ligne *e* la résistance verticale 2 R qui aboutit au point Q, on trouve, du point B vers la masse, une résistance équivalente à R. Donc, comme ci-dessus, la tension U appliquée à Q donne une tension $u = U/3$ au point B.

Or, le point B, est relié au point A par une résistance R, le point A étant à considérer comme réuni à la masse par une résistance R (la résistance 2 R verticale qui arrive en P à la masse en parallèle avec la résistance horizontale 2 R tout à fait à droite). Donc, entre le point B et le point A, il y a un diviseur de tension de rapport 1/2.

Nous trouverons donc en A (sur la sortie S) une tension $u/2$ (ou U/6).

En continuant ainsi, on voit que, si l'on reconnecte le point Q à la masse et que l'on injecte une tension U au point V, on aura une tension $u = U/3$ au point C, qui donnera $u/2$ (U/6) au point B, qui donnera $u/4$ (ou U/12) au point A.

On voit donc qu'une tension injectée en P se retrouve en S divisée par 3; une tension injectée en Q se retrouve en S divisée par 3 et par 2; une tension injectée en V se retrouve en S divisée par 3 et par 2^2...

Nous pouvons maintenant appliquer le théorème de la superposition des états d'équilibre.

Dans un premier état, nous appliquons une tension U_P en P, zéro en Q, V et W; la tension de sortie est $\frac{1}{3} U_P$. Dans un second état, nous appliquons une tension zéro à P, U_Q à Q, zéro à V, zéro à W; la tension de sortie est $\frac{1}{3} U_Q/2$...

En superposant tous ces états, nous voyons que, en appliquant des tensions U_P, U_Q, U_V, U_W... aux points P, Q, V, W... nous avons une tension de sortie

$$S = \frac{1}{3} (U_P + U_Q/2 + U_V/4 + U_W/8 + ...)$$

On peut d'ailleurs montrer que le réseau fonctionne aussi en donnant à la résistance 2 R horizontale la plus à droite (repérée par R_L) n'importe quelle valeur. Le raisonnement était plus simple en la choisissant égale à 2 R, et cela rendait le réseau symétrique, mais ce n'est pas une nécessité.

Le grand avantage de ce réseau R, 2 R est qu'il n'emploie que deux valeurs de résistances et qu'il a donc une structure répétitive. C'est lui qui est pratiquement le seul utilisé dans les convertisseurs D-A.

Si, avec un réseau symétrique, on utilise la sortie au point A, les résistances 2 R comme les résistances R doivent être de plus en plus précises au fur et à mesure qu'elles sont plus proches du point A.

On trouve de nombreux circuits intégrés qui comportent un convertisseur D-A complet, à savoir :

— p amplificateurs de définition de niveau;
— un réseau R, 2 R à p entrées;
— un amplificateur opérationnel de sortie.

En raison des problèmes de précision sur les niveaux de sortie des amplificateurs et sur les valeurs des résistances, nous aurons, là aussi, un prix qui augmente extrêmement vite en fonction du nombre de bits. Actuellement (1979), on trouve des modèles à 10 bits qui ne dépassent pas le prix d'un aller en deuxième classe de Paris à Lyon, et il y a des chances pour que les prix baissent encore. Mais les types à 14 bits restent encore dix fois plus chers, en général, que les 4 bits.

Il est à noter que tout convertisseur D-A, qu'il soit à somme pondérée ou à réseau R, 2 R, comporte comme entrées, outre les entrées du nombre N en p bits, l'entrée du niveau A des amplificateurs de définition de niveau (ou « référence »). La tension de sortie est proportionnelle à A. Si elle l'est dans une large plage, on nomme quelquefois un tel convertisseur « multiplieur » puisque la tension de sortie, proportionnelle au nombre N et à la valeur de tension A, est proportionnelle au produit $N \times A$.

12-4. — CONVERSION DIGITALE-ANALOGIQUE PAR COMPTAGE ET RAMPE

Il y a une autre façon de traduire une grandeur exprimée sous forme d'un nombre binaire en grandeur analogique : l'emploi du montage indiqué sur la figure 12-7.

A intervalles réguliers, un générateur d'impulsions, G, commande simultanément :

— l'introduction du nombre à convertir dans un décompteur prédéterminable (en agissant sur la commande « charge »);

— la remise au zéro d'un intégrateur (amplificateur opérationnel A, résistance R et condensateur C) en court-circuitant le condensateur C par un « contact » (en fait, un transistor à effet de champ qui joue le rôle de « contact »);

— le basculement d'un bistable R, S (B)

Le basculement du bistable B fait passer sa sortie Q à niveau haut, ce qui a deux effets :

— par action sur l'intégrateur, on commence la production d'une rampe (signal à variation linéaire dans le temps) descendante en S;

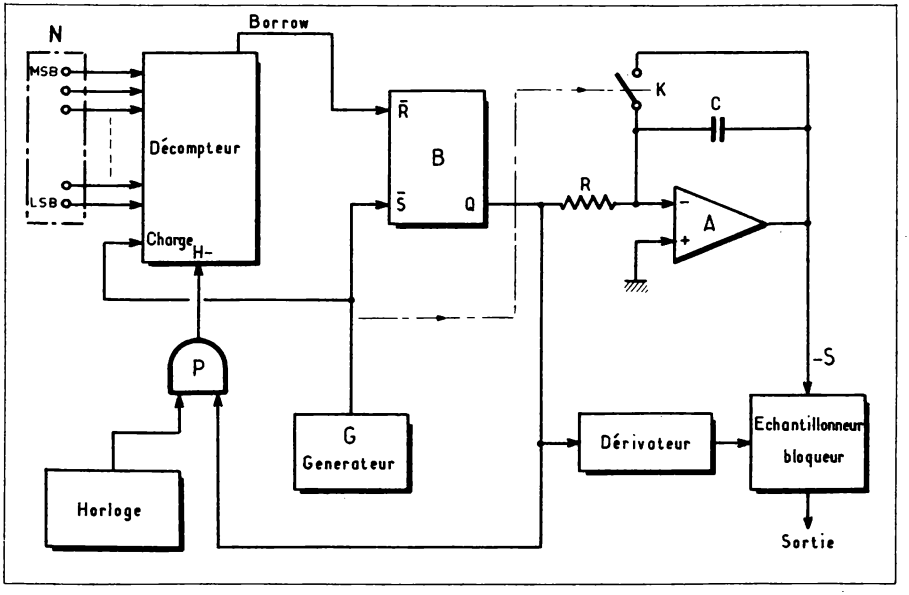


Fig. 12-7. — Convertisseur D-A utilisant la méthode dite « rampe et comptage ». Le nombre N est appliqué en « prépositionnement » au décompteur. Le temps nécessaire pour le « vider » par des impulsions d'horloge est donc proportionnel à N. Pendant ce temps, qui correspond à un niveau haut sur la sortie Q du bistable, on intègre la tension Q, donnant une tension de sortie S en « rampe », qui varie linéairement en fonction du temps. Une impulsion, sortant du « borrow » du décompteur quand celui-ci arrive à zéro, rebascule B. La tension atteinte par S est alors proportionnelle à N. Il faut, au début de chaque décomptage, décharger C, ce qui est fait par le « contact » K (en fait, un F.E.T. utilisé en « contact commandé »). On peut avoir à garder en mémoire la valeur finale de S, c'est le rôle de l'échantillonneur-bloqueur.

— par action sur la porte P, on autorise l'arrivée de tops d'une horloge à fréquence fixe, qui viennent décompter dans le décompteur C.

Quand ce dernier arrive à zéro, l'impulsion qui est alors fournie sur la sortie « borrow » (ou sur la sortie « Min/max » comme dans le cas de la figure 10-6) remet la sortie Q à zéro, ce qui stoppe la variation de S.

Comme le décompteur C a été prépositionné par le nombre N à convertir, le temps que l'on met à le « vider » par les tops d'horloge est proportionnel à ce nombre.

La tension de sortie S, étant proportionnelle à ce temps, se trouve, elle aussi, proportionnelle à la valeur du nombre N, ce qui était le but cherché.

Il faut, si l'on veut améliorer le système, faire suivre l'intégration d'un système « échantillonneur-bloqueur », qui garde en mémoire la valeur extrême de S.

Ce système, qui a l'avantage de la simplicité et ne nécessite pas de résistances de précision, est cependant limité en précision par la qualité de l'intégrateur, par la constance de la tension haute de la sortie Q du bistable et par des temps de retard éventuels dans les commandes, ainsi que par l'échantillonneur-bloqueur si on en utilise un.

Il présente, en outre, le grave inconvénient de nécessiter, à fréquence d'horloge donnée, un temps de conversion d'autant plus grand que N est grand : chaque fois que l'on ajoute un bit à l'entrée, on double le temps maximal de conversion, qui, même avec une horloge très rapide (20 MHz) peut monter à 50 μs pour 10 bits.

Ces deux raisons font que ce système est limité au cas des convertisseurs D-A à petit nombre de bits.

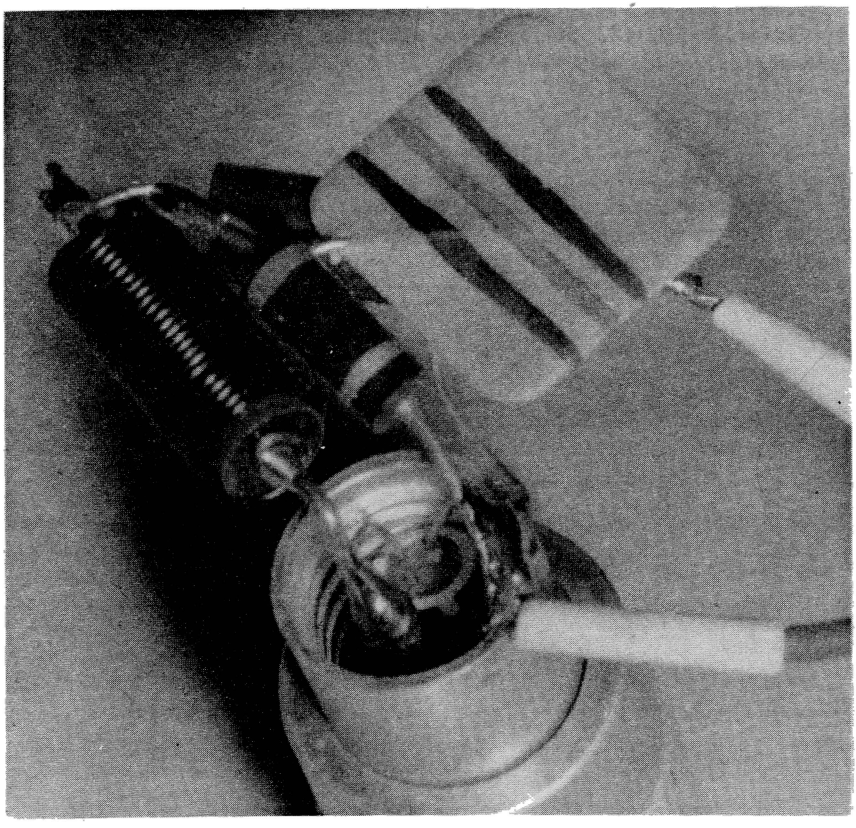


Photo 9. — Le multivibrateur à diode tunnel utilisé pour étalonner le temps de montée de l'oscilloscope. On voit que la diode tunnel est ici logée à l'intérieur de la fiche que l'on connecte à l'entrée de l'oscilloscope, ce qui est la condition pour avoir le signal de la photographie 5 (ou 6) et non celui des photographies 7 (ou 8).

CHAPITRE 13

Conversion analogique-digitale

Nous nous proposons maintenant de faire le contraire de la conversion D-A étudiée dans le chapitre précédent.

Il s'agit donc, étant donné une tension d'entrée, variant d'un minimum B (souvent zéro à un maximum A), de uil faire correspondre un nombre de sortie binaire N, en code parallèle à p bits.

Pour cela, on découpe l'intervalle A-B en 2^p *intervalles égaux, l'intervalle de rang* n (n *variant de 0 à* $2^p - 1$) *est compris entre :*

$$B + (n - 1)\frac{A - B}{2^p} \quad \text{et} \quad B + n\frac{A - B}{2^p}$$

Le convertisseur A-D (Analogique-Digital) doit alors afficher un nombre n *en* p *bits si la tension d'entrée est dans l'intervalle de rang* n.

Nous trouverons essentiellement deux façons de procéder :

— l'emploi d'un convertisseur D-A et d'une boucle de contre-réaction ;

— l'emploi d'une méthode à rampe et comptage.

13-1. — MÉTHODES UTILISANT UN CONVERTISSEUR D-A ET UNE BOUCLE DE CONTRE-RÉACTION

Le principe général de ces méthodes est indiqué sur la figure 13-1.

La tension d'entrée à convertir est appliquée en E à un comparateur analogique, qui reçoit, d'autre part, la tension de sortie S d'un convertisseur D-A.

Suivant que E-S est positif ou négatif, la tension de sortie du comparateur (tension « d'erreur »), positive ou négative, agit sur un sous-ensemble, désigné ici sous le nom de « variateur de N », qui donne, sur *p* sorties, un nombre binaire

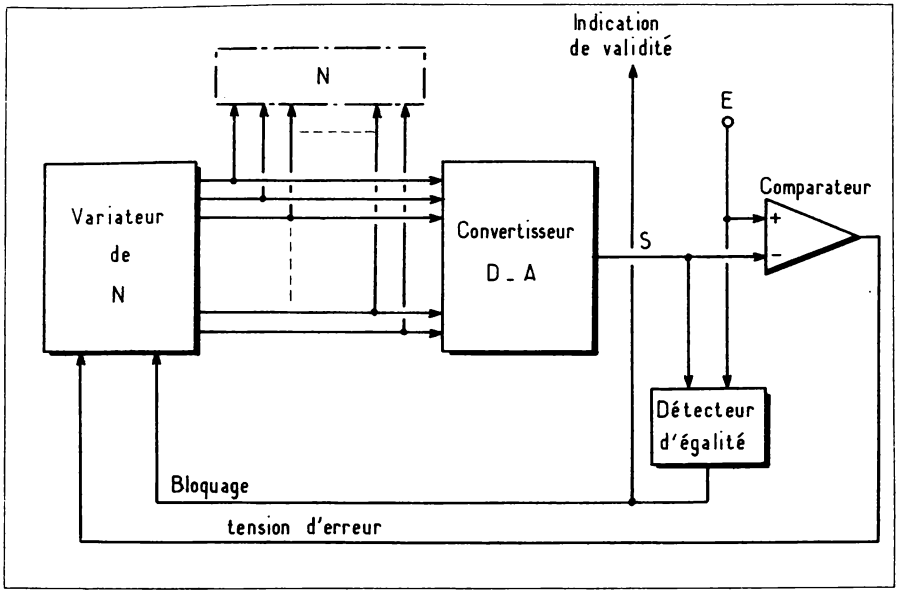


Fig. 13-1. — Conversion A-D utilisant un convertisseur D-A dans une boucle de contre-réaction. Le comparateur commande, par sa tension d'erreur, le « variateur de N », qui fournit, sur *p* sorties, un nombre binaire N, que l'on peut faire croître (ou décroître) en appliquant à l'entrée de commande une tension positive (ou négative), tant que le bloquage n'est pas actif. L'effet de la boucle est donc d'amener N à une valeur telle que la sortie correspondante du convertisseur D-A soit égale à E.

N. Ce nombre peut augmenter ou diminuer suivant que l'on applique à la commande de ce « variateur » une tension d'erreur positive ou négative.

Un circuit « détecteur d'égalité », comparant E et S, donne un signal de sortie quand la différence E-S arrive à une valeur inférieure à un certain seuil. Ce signal agit comme « inhibition » sur le « variateur de N » empêchant ce dernier d'être sensible à la commande par la tension d'erreur, et comme indication de la fin de la conversion.

Le fonctionnement est facile à comprendre. Tant que la sortie S du convertisseur D-A est différente de E, le comparateur agit, par sa tension d'erreur, sur le « variateur de N », faisant varier N, dont la tension S, dans le sens qui réduit l'écart de E et de S.

Quand l'écart E-S est, en valeur absolue, inférieure au seuil du « détecteur d'égalité », ce dernier donne le signal de validité, et il bloque la variation de N Le nombre N est alors disponible; il correspond à la conversion en digital de la tension E.

Comme la tension de sortie S du convertisseur D-A varie par paliers égaux, correspondant à une variation du LSB du nombre N, on prend comme seuil du détecteur d'égalité une valeur un peu supérieure à ce palier. En l'absence du détecteur d'égalité et de son action inhibitrice, le tout « pomperait » indéfiniment (comme on dit dans les servomécanismes) entre deux valeurs de N, différant l'une de l'autre d'un palier.

Nous avons déjà vu, au chapitre précédent, la structure du convertisseur D-A. Il nous reste donc à voir le comparateur, le détecteur d'égalité et le « variateur de N ». C'est surtout la structure de ce dernier qui déterminera le type de convertisseur A-D réalisé, selon que l'on emploie, comme variateur de N, un système :

— à compteur réversible avec une horloge;

— à « pesée » avec un programme.

Utilisation d'un compteur-décompteur

Nous avons déjà utilisé des compteurs-décompteurs avec une entrée unique et une commande de sens. Ce sont ces modèles qui conviennent le mieux pour l'application envisagée.

On les emploie avec une horloge à l'entrée, la fréquence de cette dernière étant aussi élevée que possible. La commande de sens est tout simplement la sortie du comparateur. Plusieurs compteur-décompteurs comportent aussi une entrée « autorisation d'horloge » (ou « clock enable »), qui ne permet le comptage que si elle est au niveau haut, par exemple. On utilisera cette entrée pour bloquer le fonctionnement (action d'inhibition) quand le détecteur d'égalité indique que E-S est suffisamment petit.

Nous choisirons une fréquence d'horloge élevée, pour minimiser le temps nécessaire au compteur pour « rallier » la valeur N correcte. Mais sous sommes limités dans cette voie par deux causes :

— la fréquence maximale de comptage du compteur-décompteur;

— la rapidité de fonctionnement de l'ensemble convertisseur D-A-comparateur.

C'est très souvent la dernière cause qui est prédominante. Il faut, bien entendu après chaque changement de la valeur de N, que la tension de sortie S ait pris sa valeur normale et que le comparateur ait fait la comparaison entre cette valeur et S, tout cela devant avoir lieu avant l'impulsion suivante de l'horloge.

Or, les convertisseurs D-A ne fonctionnent pas en un temps nul : ils comportent, comme nous l'avons vu, des amplificateurs de définition de niveaux, dont la vitesse de réponse peut être assez restreinte, en raison de la précision qu'on leur demande. Ils comportent aussi des amplificateurs opérationnels, ayant souvent une bande passante assez modeste.

Donc, il n'y a rien d'extraordinaire si nous devons attendre, par exemple, au moins 1 μs après chaque application d'un nombre N pour obtenir la tension de sortie S avec la précision voulue. Si nous admettons que le comparateur demande 0,2 μs pour donner sa réponse, nous devrons donc espacer les impulsions d'horloge de plus de 1,2 μs soit une fréquence de moins de 833 kHz.

En admettant que nous voulions réaliser un convertisseur A-D à 10 bits, nous aurons éventuellement à faire passer le contenu du compteur-décompteur de 0 à 1 023, dans le pire cas. Cela se traduira par une durée de

$$1\,023 \times 1{,}2 = 1\,230\ \mu s, \text{ soit } 1{,}2 \text{ ms environ}$$

Évidemment, pendant ce temps, la tension E doit rester constante. A la rigueur, on peut faire précéder le convertisseur A-D d'un échantillonneur-bloqueur, qui prend un échantillon de la tension à convertir à un instant précis et en garde la valeur par la suite. Mais nous risquons, en procédant ainsi, de perdre une partie de la précision par suite de la petite erreur introduite par l'échantillonneur-bloqueur entre sa tension d'entrée et sa tension de sortie.

On voit, par ce qui précède, que ce système est limité aux cas où l'on ne désire pas une conversion A-D très rapide (ou alors, avec un petit nombre de bits).

La méthode de la « pesée »

Nous gagnerons beaucoup de temps dans la conversion A-D si le « variateur de N » de la figure 13-1 est réalisé par une méthode plus logique que par utilisation d'un compteur-décompteur.

Cette méthode consiste à éviter de faire défiler toutes les valeurs possibles de N, en faisant croître N de une unité entre chaque « essai » par le comparateur.

Nous allons commencer par appliquer le bit de plus haut poids de N, c'est-à-dire son MSB, tout seul (les autres bits étant tous nuls). Dans ce cas, la tension de sortie S passe de zéro (cas où tous les bits de N sont nuls) à la valeur M/2, M étant la tension de sortie maximale théorique (un tout petit peu au-delà de la tension donnée pour tous les bits de N égaux à 1, puisque, alors $N = 2^p - 1$ s'il y a p bits).

Chaque fois que l'on « essaye » un bit de cette façon, le comparateur « répond ». Sa réponse est :

— soit : $S < E$ (tension d'erreur au niveau négatif ou nul);

— soit : $S > E$ (tension d'erreur au niveau positif, ou unité).

Le résultat de chaque essai, donné par le comparateur, est stocké dans une mémoire. Ainsi, après avoir « essayé » le MSB, si le comparateur dit que la tension S correspondante est inférieure à E, on stocke une unité dans la « mémoire MSB » et l'on passe au bit de poids inférieur. Si, lors de l'essai du MSB, le comparateur dit que S est supérieur à E, on stocke zéro dans la mémoire de MSB et l'on passe à l'essai suivant.

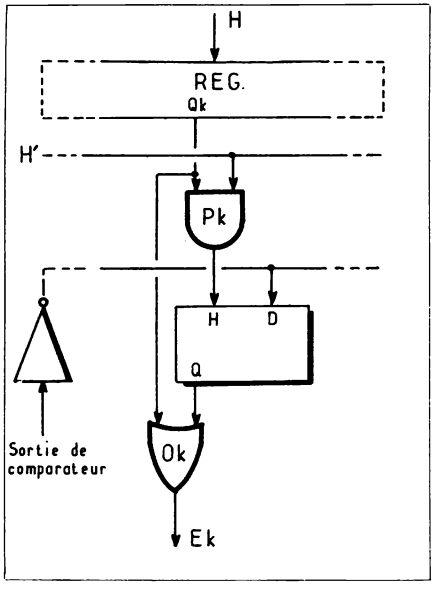


Fig. 13-2. — Commande des mémoires (bascules D) après « essai » de chaque bit. Le registre à décalage REG rend une de ses sorties positive, appliquant un niveau haut à l'entrée E_k correspondante du convertisseur D-A, et la bascule D garde la « mémoire » du résultat de l'essai effectué par application à l'entrée E_k.

Ledit essai se fera sur le bit de poids juste inférieur à celui du MSB, c'est-à-dire sur le bit de poids 2^{p-2}. On va voir si, en prenant la valeur 1 pour ce bit, on arrive à une tension S supérieure ou inférieure à E (ne pas oublier que l'on a, sur le MSB, un niveau 1 ou 0, résultant de l'essai précédent, dont le résultat a été gardé en mé-

moire). Si le résultat est supérieur à E, on met zéro en mémoire pour le bit de poids 2^{p-2}, si le résultat est inférieur à E, on met en mémoire un bit 1 ; dans les deux cas, on passe à l'essai du bit de poids 2^{p-3}, etc.

On procède exactement comme pour faire une pesée (en admettant que les poids marqués soient en progression binaire) :

— on place dans le plateau le poids de 128 g, si c'est trop lourd, on l'enlève, si c'est trop léger, on le laisse;

— on place dans le plateau le poids de 64 g, si c'est trop lourd, on l'enlève, si c'est trop léger, on le laisse;

— on place dans le plateau le poids de 32 g, si c'est trop lourd...

Le grand avantage de la méthode de « pesée » est que l'on n'a que p essais à faire (au lieu de 2^p), ce qui permet de gagner beaucoup de temps si p est grand.

Son inconvénient est la réalisation du « programme » des « essais » successifs. La logique correspondante est tout de même assez simple : il n'est vraiment pas nécessaire d'utiliser un microprocesseur pour cela.

Les différentes mémoires des bits sont maintenues par des bascules du type « D » et l'on peut envisager une structure du genre de celle de la figure 13-2. Le circuit « REG » est un registre à décalage ayant p sorties parallèles, faisant défiler sur une seule d'entre elles un niveau haut (sous l'influence d'une horloge H), alors que toutes les autres sont au niveau bas.

Quand la sortie n° k, soit Q_k, vient de passer au niveau haut, sous l'influence d'un top de l'horloge H, ce niveau est appliqué, par la porte « ou » O_k, à l'entrée E_k du convertisseur D-A.

La sortie du comparateur agit par l'inverseur logique I, sur toutes les entrées D des différentes bascules D, dont seule la k^{me}, B_k a été représentée. Autrement dit, si, lors de l'« essai » résultant de l'application d'un niveau 1, venant de Q_k via la porte O_k, à l'entrée E_k, le comparateur « dit » que la sortie S est à une tension supérieure à E (la tension de sortie du comparateur est au niveau logique haut), une tension basse est appliquée à toutes les entrées D. A l'opposé si, lors de l'essai, on a obtenu une tension S inférieure à E, la sortie du comparateur est au niveau bas, et l'inverseur I applique un niveau haut à toutes les entrées D.

Une seconde horloge, H', décalée par rapport à la première (mais à la même fréquence), envoie des impulsions qui peuvent atteindre une seule des entrées d'horloge des bascules D : celle dont la porte P_k, débloquée par la sortie Q_k permet de commander l'entrée H.

Donc, après chaque « essai », la bascule D prend l'état voulu, puis le registre REG, sous l'effet d'une nouvelle impulsion de l'horloge H', passe à la section $k + 1$.

Ce sont les sorties Q des bascules D qui constituent les « mémoires » des différents bits. On peut faire en sorte que le registre REG, comportant plus de p sorties parallèles, signale, par l'arrivée du niveau 1 sur la sortie $p + 1$, que la totalité des essais est terminée et que la conversion est finie.

Étant donné que l'on peut grouper les bascules D par six dans un même boîtier de circuit intégré, qu'il y a des registres à huit sorties parallèles, on voit que l'ensemble des logiques ne correspond pas à un encombrement important ni à une complexité prohibitive.

Le comparateur

Le comparateur est un point délicat dans les convertisseurs A-D du type de la figure 13-1. En effet, il doit être rapide et précis. Revenons sur ce dernier point.

Le comparateur a deux entrées, il doit apprécier l'égalité des tensions appliquées sur ces entrées avec une précision d'autant plus grande que le nombre de bits est élevé, et il doit le faire dans toute la plage de variation possible de ces tensions d'entrée. Par exemple, il doit apprécier au demi-millivolt près l'égalité de deux tensions qui peuvent chacune varier de zéro à cinq volts. Il doit donc avoir une « réjection de mode commun » très importante, une dérive de tension d'entrée très réduite. Ces différentes qualités sont relativement peu compatibles avec une grande vitesse de réponse.

Les circuits intégrés comparateurs classiques ont généralement des tensions d'offset maximales de 3 à 10 mV. On peut les compenser, mais ce n'est là qu'un palliatif. Quand on souhaite une précison de 0,5 mV, il faut avoir une tension d'offset maximale de moins d'une millivolt avant sa compensation, et surtout une dérive de cette tension en fonction des tensions d'alimentation et de la température aussi réduite que possible.

En outre, la plupart des comparateurs du commerce ont une tendance maladive à entrer en oscillations quand les deux tensions appliquées à leurs entrées sont proches l'une de l'autre et varient lentement. On évite généralement cet inconvénient en appliquant une légère réaction positive sur une des entrées, pour donner à l'ensemble un certain hystérésis : cette méthode, applicable dans le cas où l'une des entrées est à tension fixe et où l'autre varie toujours dans le même sens, n'est pas applicable au cas qui nous occupe : la variation de S peut se faire dans n'importe quel sens.

Le détecteur d'égalité

Le circuit représenté sur la figure 13-1 sous le nom de « détecteur d'égalité » est généralement un système « redresseur parfait à deux alternances » (comme le montage de la figure 8-13 ou celui de la figure 8-15), suivi d'un amplificateur à seuil, qui ne réagit qu'à partir d'une tension d'entrée supérieure à un certain minimum.

Nous rencontrerons, dans sa réalisation, les mêmes difficultés que pour le comparateur : il faut un système précis, à faible dérive, rapide et, ce qui vient encore compliquer sa réalisation, il doit être précédé par un amplificateur qui prenne la différence des tensions, par exemple en utilisant le montage de la figure 8-7. C'est au niveau de cet amplificateur que les problèmes de précision et de dérive se poseront de la façon la plus difficile à résoudre.

13-2. — MÉTHODES A RAMPE ET COMPTAGE

Nous allons retrouver ici une méthode qui s'apparente un peu à celle qu'illustrait la figure 12-7.

Le principe général est celui que montre la figure 13-3. Tout le fonctionnement de l'ensemble est cadencé par les tops fournis par le générateur G, qui remet périodiquement à zéro le compteur C et ramène au minimum la tension de générateur de rampe GR.

Ce dernier fournit une tension en « rampe » c'est-à-dire qui croît linéairement en fonction du temps, depuis une valeur légèrement négative jusqu'à une valeur supérieure à la plus grande valeur possible de la tension d'entrée E.

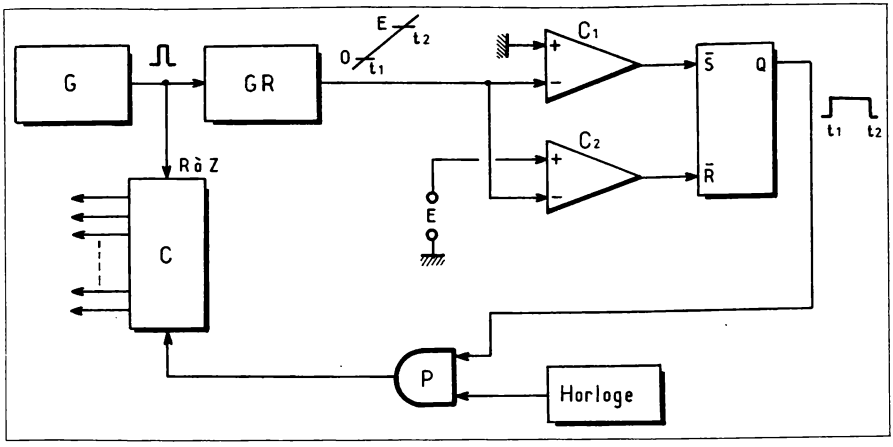


Fig. 13-3. — Convertisseur A-D utilisant un générateur de rampe, qui fournit une tension en rampe, recoupant le niveau zéro au temps t_1 et la tensien E à convertir au temps t_2. On compte les tops d'une horloge entre t_1 et t_2.

La tension de sortie u, du générateur de rampe GR est appliquée à deux comparateurs. Le premier, C_1, donne un signal négatif en sortie au moment où la tension u passe par la valeur zéro. Le second, C_2, donne un signal négatif en sortie au moment où u passe par la valeur E.

Le basculeur B, commandé une première fois par C_1, puis rebasculé par C_2, donne un signal de sortie Q, qui commence donc quand u passe par zéro, et finit quand u passe par la valeur E.

Comme la variation de u en fonction du temps est rigoureusement linéaire, la durée de la présence du niveau haut sur Q est proportionnelle à E.

Comme le signal Q débloque, quand il est haut, la porte « ET » P, il permet pendant ce temps le comptage par le compteur C, préalablement remis au zéro, des tops de l'horloge.

Le nombre de tops compté est donc proportionnel à la valeur de E.

Les sorties du compteur C fournissent donc la valeur de E convertie en nombre binaire.

La méthode « à simple rampe »

Le principe de la figure 13-3 est appliqué presque tel quel dans le système de convertisseur A-D dit « à simple rampe », parce que l'on utilise qu'une rampe pendant la durée du comptage.

Ce procédé est utilisable et donne d'assez bons résultats, mais il est limité en précision en raison de l'emploi des comparateurs, puisque ce sont ces éléments qui apportent toujours les imprécisions.

La qualité de la rampe n'est pas en cause : il est relativement facile de créer une tension dont la variation soit linéaire à moins de 0,1 % près.

Ce qui est déjà un peu plus difficile, c'est de maintenir la pente de la rampe à une valeur rigoureusement constante d'un jour à l'autre, car cette pente peut varier en fonction des valeurs de certains composants, comme la capacité du condensateur qui sert à l'intégration.

C'est la raison qui a amené les réalisateurs de voltmètres numériques (ce sont surtout ces instruments qui utilisent les conversions A-D en technique de rampe et comptage, car la conversion n'a pas besoin d'être rapide) à concevoir un nouveau système, dans lequel on puisse éliminer les défauts des comparateurs et les variations possibles de la pente de la rampe. Ce sont les méthodes dites « double rampe ».

La conversion A-D par double rampe

Comme le principe de cette méthode est assez complexe, nous l'exposerons par étapes.

Nous supposerons tout d'abord que la tension d'entrée E est positive et que l'amplificateur A et le comparateur CM sont parfaits.

Le montage de l'ensemble est indiqué sur la figure 13-4.

Le compteur C_1, supposé distinct de C_2 pour simplifier l'exposé, est simplement destiné à utiliser l'horloge H pour définir, par les différentes sorties du compteur, les temps correspondant aux différentes phases du fonctionnement. Ces temps sont donc séparés par des durées proportionnelles à la période de l'horloge.

Pendant une durée T_0, correspondant à un nombre entier de périodes d'hologe, compté par C_1, une sortie du compteur C_1 ferme le « contact » K_1 qui met la tension d'entrée en communication avec l'entrée de l'intégrateur composé de l'amplificateur A, de la résistance R et du condensateur C.

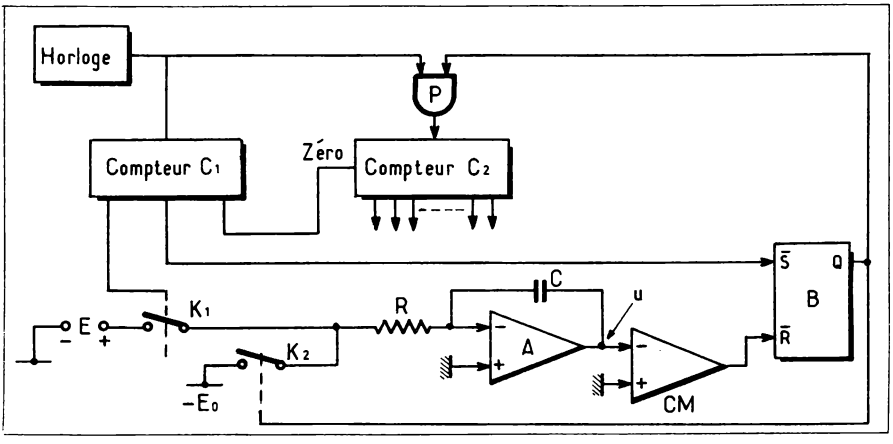


Fig. 13-4. — Perfectionnement du montage précédent par la méthode de la « double rampe ». Pendant la fermeture de K_1 (qui se fait durant un intervalle de temps fixe), l'intégrateur donne en *u* une tension qui atteint un certain minimum. Après, la fermeture de K_2 applique à l'intégrateur une tension étalon $-E_0$, jusqu'à ce que la tension *u* soit revenue à zéro.

Pendant le temps T_0 (fig. 13-5), la tension de sortie de l'intégrateur *u*, devient de plus en plus négative, suivant une loi parfaitement linéaire, dont la pente ne dépend que de E, des valeurs de R et de C.

Pour une faible valeur E_1 de E, la tension u n'atteint, à la fin du temps T_0, qu'une valeur faiblement négative $-V_1$. Si, au contraire, on applique une valeur de tension d'entrée E_2 grande, la pente de la courbe donnant la variation de u

en fonction du temps est grande, et la tension atteinte en fin de variation, $-V_2$, est plus grande en valeur absolue.

A la fin du temps T_0, le compteur C_1, par ses signaux de sortie, remet le compteur C_2 à zéro, ouvre le contact K_1 et ferme le contact K_2, qui branche à l'entrée de l'intégrateur une tension de référence, $-E_0$, négative et parfaitement connue.

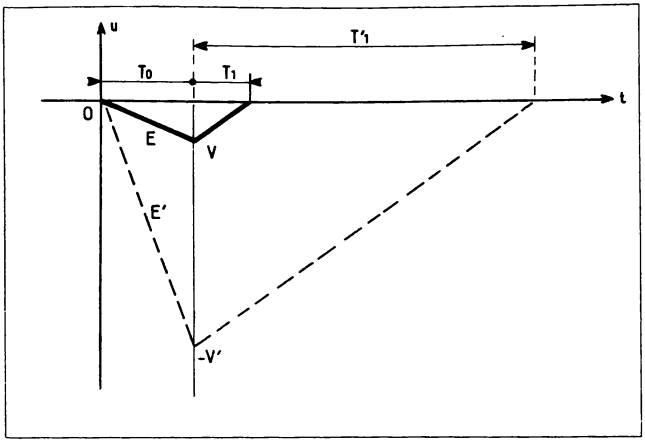


Fig. 13-5. — Forme de variation dans le temps de la tension u dans le montage convertisseur à double rampe. En trait plein, le cas d'une tension E faible, en tirets celui d'une tension d'entrée E′ plus forte.

La tension u, qui était négative, remonte vers zéro avec une pente en principe parfaitement constante.

Dès le début de cette remontée, le compteur C_1 a envoyé un signal à l'entrée $\overline{S}$ du basculeur B, dont la sortie Q est passée au niveau haut.

Cette sortie a débloqué la porte « ET » P, permettant ainsi au compteur C_2 de commencer à compter les signaux de l'horloge.

Quand la remontée de la tension u est telle que cette tension revient à sa valeur initiale, c'est-à-dire zéro, le comparateur CM détecte le passage à zéro de la tension u et envoie un top au bistable B, qui rebascule, arrêtant le comptage dans C_2.

Si la valeur de la tension E était faible (E_1), la durée T_1 du retour de u à la valeur initiale est courte. Avec une tension d'entrée grande (E_2), il faut un temps T_2 plus long pour que la tension u revienne à zéro.

Le nombre compté par le compteur C_2 pendant que la tension u revient de $-V_1$ (ou de $-V_2$) à zéro est proportionnel à V_1 (ou à V_2) donc à la valeur de la tension E.

Le grand intérêt de la méthode est le suivant : cette mesure par compensation, qui est une sorte de « double pesée », élimine les influences des variations possibles de plusieurs grandeurs. En effet :

1° les variations possibles de R et de C de l'intégrateur changent, dans la même proportion, les pentes pendant le temps T_0 et pendant le temps T_1, donc ces variations sont sans effet sur le nombre compté.

2° comme c'est l'horloge qui définit le temps T_0 et que c'est cette même horloge qui est comptée pendant le temps T_1, la variation possible de la fréquence de l'horloge ne joue pas de rôle sur la mesure.

Évidemment, les « contacts » K_1 et K_2 ne sont pas des contacts mécaniques; il s'agit de transistors du type MOS, utilisés en portes analogiques à commande par la grille.

Un autre avantage de la méthode est que le comparateur CM détecte le passage de la tension u à une valeur qui est toujours la même (ici c'est le passage par une tension nulle, mais ce qui importe c'est que ce niveau de comparaison ne change pas). On supprime donc la difficulté que nous avions signalée relative à la qualité que doit avoir le comparateur pour garder sa précision quelles que soient les valeurs des deux tensions à ses entrées.

Donc, dans notre montage de la figure 13-4, la seule valeur qui conditionne toute la précison de la mesure est celle de la tension de référence $-E_0$: la mesure est faite par rapport à cette tension. Mais il est assez facile de produire une tension de référence parfaitement constante et bien connue.

Le zéro automatique

Nous allons encore perfectionner le montage de la figure 13-4 en éliminant l'influence des tensions d'offset éventuelles de A et de CM.

A la fin du temps T_1 (ou T_2), la tension u est revenue presque à zéro, à l'offset du comparateur près. Le condensateur C est donc pratiquement déchargé.

Nous allons utiliser un temps T_3 (fig. 13-6) pour commander la fermeture de deux autres « contacts », K_3 et K'_3, fermés pendant un temps assez long, peu précis d'ailleurs, commandé par le compteur C_1.

Pendant ce temps T_3, l'entrée de l'intégrateur est mise à la masse par K_3. Pendant ce temps, également, la sortie du comparateur est réappliquée à l'entrée « + » de l'amplificateur A de l'intégrateur, via la résistance R'. L'entrée « + »

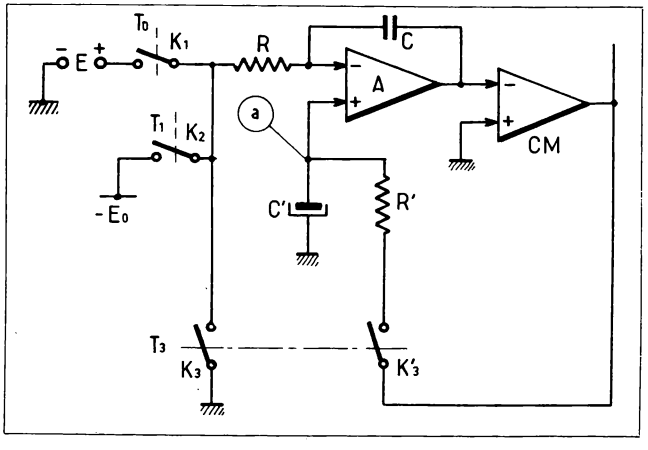


Fig. 13-6. — Comme dernier perfectionnement du montage de la figure 13-4, on peut ajouter ce système d'« auto-zéro », qui, utilisant la fermeture des contacts K_3 pendant un temps suffisant, permet de charger C' à une tension *a* qui compense l'offset des amplificateurs.

de A est reliée à la masse par un condensateur C', de très forte capacité, qui conserve une tension constante à ses bornes.

Le but de ce système est d'amener le condensateur C' à se charger à une tension *a*, qui équilibre l'offset éventuel de A, ainsi que celui de CM (tout au moins l'équivalent de cet offset une fois ramené à l'entrée de A, donc divisé par le gain en tension de A).

En effet, lorsque commence le temps T_3, si l'amplificateur A présente une tension d'offset qui n'est pas compensée par la tension *a*, le fait de relier son entrée à la masse fait apparaître en sortie une tension *u* non nulle. Cette tension est appliquée à l'entrée de CM, qui l'amplifie et en inverse la polarité.

La tension de sortie de CM va donc charger C' jusqu'à ce que la tension *u* devienne très faible, juste ce qu'il faut pour compenser l'offset de CM.

La tension *a* va rester constante d'une rampe à l'autre. Elle va donc compenser exactement la tension d'offset de A, et celle de CM en même temps. Si ces tensions avaient une tendance à dériver lentement, leurs dérives seraient automatiquement compensées par la variation lente de *a* qui, cycle après cycle, vient toujours compenser les offsets.

Ainsi, la seule qualité que l'on demande à A est d'avoir, outre un gain élevé, ce qui est classique pour un amplificateur opérationnel normal, une résistance d'entrée très grande, ce que l'on obtient parfaitement actuellement par les modèles à entrée MOS.

Utilisation avec deux polarités

Le dernier pefectionnement apporté au montage consiste à le rendre apte à fonctionner aussi bien avec une tension E positive qu'avec une entrée négative.

Si E est négative, dans la phase T_0, la tension *u* prend des valeurs positives. On utilise alors un détecteur de polarité de la tension *u* pour :

— inverser la polarité de la référence $-E_0$ (on prend une référence $+E_0$ à la place de $-E_0$);

— faire afficher un signe « — » devant le résultat du comptage.

Précautions à prendre

Étant donné que presque tous les défauts des constituants sont auto-compensés dans le système, on pourrait presque conclure que le travail du réalisateur est réduit à zéro. Il n'en est rien car il faut, si l'on désire un convertisseur à grand nombre de bits, avoir des rampes rigoureusement linéaires et ne pas influencer le comparateur par un signal parasite.

En ce qui concerne la linéarité des rampes, c'est la qualité du condensateur C qui fait tout. On ne lui demande pas d'avoir une capacité parfaitement constante, ni indépendante de la température, puisque la variation lente éventuelle de cette capacité est éliminée par la méthode de la double rampe. Mais on lui demande de suivre rigoureusement la loi des condensateurs, c'est-à-dire d'avoir une tension aux bornes qui soit parfaitement proportionnelle à la charge qu'il contient, donc qui croisse suivant une loi rigoureusement linéaire quand on lui envoie un courant d'intensité parfaitement constante. Or, contrairement à ce que l'on pourrait penser il y a de nombreux condensateurs qui ne suivent pas cette loi : les charges parasites pénétrant dans le diélectrique et y provoquant des modifications de structure font que la loi $Q = C V$ n'est pas parfaitement observée par de tels condensateurs (l'auteur en a vu, de bonne qualité au papier dans l'huile, qui présentaient une anomalie de plus de 30 % par rapport à la loi normale).

Ce qui donne le meilleur résultat est d'utiliser un diélectrique parfaitement exempt d'hystérésis diélectrique. Les isolants du type « styroflex » et « mylar », ainsi que certains « polycarbonates » sont fort bons à cet effet.

Si l'on veut minimiser les effets d'un déplacement éventuel des armatures, la seule solution est de prendre un modèle dont la section en coupe soit circulaire et non elliptique ou aplatie. Il faut choisir un modèle cylindrique, en forme de cylindre de révolution, à base circulaire.

Pour le comparateur, comme il doit détecter un passage par une tension nulle à une fraction de millivolt près, il ne faut à aucun prix que l'on applique à ce comparateur, par couplage parasite, des influences qui le font déclencher prématurément. Il faut donc que tout ce qui est relatif à la partie logique de l'équipement (traitant des impulsions) ne vienne, en aucune façon, influencer la partie « analogique ». Il y a de grandes précautions à prendre en ce qui concerne le câblage, en particulier, il est bon de prévoir deux circuits de masse indépendants, une « masse analogique » et une « masse logique », qui ne seront réunies qu'en un seul point, pour éviter les courants de circulation. De bons blindages seront également efficaces.

C'est avec ces différentes précautions que l'on réalise maintenant très couramment des voltmètres numériques de très grande précison à $\pm 20\,000$ points, ce qui correspond à des convertisseurs A-D à 15 bits, et ce à des prix parfaitement abordables.

Un dernier mot à propos de ces voltmètres. On procède, dans ce cas, à un comptage décimal, pour lire plus facilement le résultat de la conversion. On convertit donc la valeur analogique en valeur BCD (décimal codé binaire) par groupes de 4 bits, chaque groupe correspondant à un chiffre décimal.

Mais la même technique s'appliquerait parfaitement à la réalisation d'un codeur A-D parfaitement binaire pur. Il est toutefois à signaler que son emploi est un peu limité pour certaines applications : si une durée de conversion de l'ordre du dixième de seconde ou même de la seconde ne présente pas d'inconvénients pour la réalisation d'un voltmètre, il n'en serait plus de même pour de nombreuses autres applications.

REMARQUE. On pourrait pratiquement ranger dans la famille des convertisseurs A-D les systèmes dits « encodeurs digitaux de positions », qui transforment la position d'un objet (axe ou curseur) en nombre binaire, par emploi de pistes codées. Mais il s'agit là de dispositifs tout à fait spéciaux, par ailleurs d'un prix considérable, dont l'emploi est tout à fait différent des codeurs A-D que nous avons vus ci-dessus.

On peut également ranger dans la catégorie des convertisseurs analogiques-digitaux les circuits intégrés du type UAA 170 et UAA 180 (Siemens), qui contiennent douze ou seize comparateurs, ayant chacun leur entrée « + » attaquée par la tension d'entrée du circuit. Leurs entrées « — » sont à des potentiels en progression arithmétique, donnés par une chaine de résistances, entre la « référence haute » et la « référence basse ». Suivant la valeur de la tension d'entrée par rapport à l'intervalle des deux références. le nombre de comparateurs débloqués varie de zéro (entrée à la référence basse) au maximum de 12 ou 16 (entrée à la référence haute).

Les sorties de ces comparateurs attaquent des L.E.D. L'attaque peut être directe, ainsi on allume une rangée de LED, en nombre croissant de zéro à douze suivant la valeur de la tension d'entrée (UAA 180) : l'affichage est du type « thermomètre » (une ligne lumineuse plus ou moins longue). L'attaque peut se faire par des logiques, faisant que l'on allume une seul des seize L.E.D. (UAA 170).

CHAPITRE 14

Conversion fréquence-tension et tension-fréquence

Les conversions que nous allons envisager maintenant présentent une certaine analogie avec les conversions D-A et A-D étudiées plus haut, tout au moins avec leurs réalisations sous forme de rampe et comptage.

Il s'agit, étant donné une tension alternative de fréquence F, d'obtenir une tension V proportionnelle à F, ou, à l'opposé, de partir d'une tension V et d'obtenir un signal dont la fréquence F soit proportionnelle à V.

Dans le second cas, en comptant pendant une seconde les périodes du signal obtenu par la conversion tension-fréquence, on obtient un nombre N proportionnel à la tension : nous avons bien réalisé un convertisseur A-D.

Nous désignerons généralement, par la suite, la conversion fréquence-tension par l'abréviation F-V et la conversion réciproque par l'abréviation V-F.

14-1. — LA CONVERSION FRÉQUENCE-TENSION

Le discriminateur

Si nous nous limitons à une variation relative assez faible de la fréquence autour d'une valeur centrale F_0, nous pouvons utiliser la technique du discriminateur, telle qu'on l'emploi dans les récepteurs à modulation de fréquence (encore que, dans ce dernier cas, les techniques par comptage semblent en passe de remplacer les méthodes analogiques).

Rappelons-en brièvement le principe. La figure 14-1 représente le dernier étage à fréquence intermédiaire (F.I.), que nous supposerons réalisé avec un transistor à effet de champ.

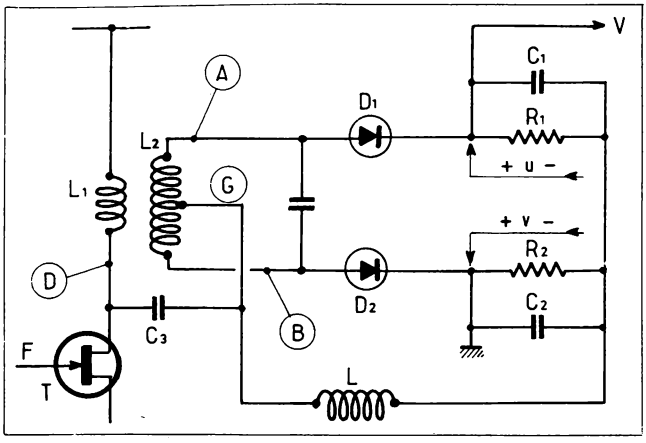


Fig. 14-1. — Le discriminateur classique, qui utilise la variation des tensions aux points (A) et (B) en fonction de la fréquence.

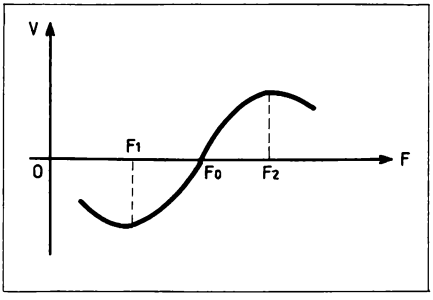


Fig. 14-2. — Courbe de réponse du discriminateur de la figure 14-1.

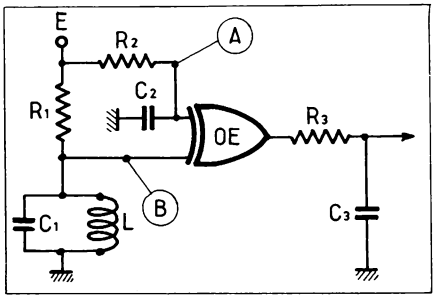


Fig. 14-3. — La tension en (A) est déphasée de 90° par rapport à E. Celle en (B) varie en phase par rapport à E suivant la fréquence. Le circuit « ou exclusif » OE joue ici le rôle de phasemètre.

Cet étage attaque le primaire d'un transformateur dont le secondaire est accordé sur la fréquence centrale F_0.

Quand la fréquence du signal est égale à F_0, on peut montrer que, si l'on fixe le potentiel du point milieu (G) du secondaire, on trouve sur les points (A) et (B) deux tensions qui sont respectivement en avance de phase de $\pi/2$ (un quart de période) et en retard de phase de $\pi/2$ par rapport à la composante alternative au point (D).

Quand la fréquence du signal varie de part et d'autre de F_0, les déphasages cités ci-dessus varient, en sens opposés, de part et d'autre de $\pi/2$.

Par conséquent, si l'on reporte au point (G), par le condensateur C_3, la composante alternative du point (D), on obtient alors deux tensions alternatives en (A) et (B) qui sont :

— de même amplitude si $F = F_0$;

— d'amplitudes différentes si $F \neq F_0$, par exemple l'amplitude en (A) est supérieure à l'amplitude en (B) si $F > F_0$ et c'est le contraire si $F < F_0$.

On détecte donc ces amplitudes par les ensembles :

— diode D_1 + circuit intégrateur (filtre passe-bas) $R_1 - C_1$ pour la tension en (A);

— diode D_2 + passe bas $R_2 - C_2$ pour la tension en (B).

Pour assurer un retour de la composante continue du courant détecté, sans laisser passer la composante haute fréquence, on met une bobine d'arrêt L entre le point commun de $R_1 - R_2$ et le point (G).

Les tensions détectées, u pour la tension en (A), et v pour la tension en (B), sont mises en opposition. Le fait de connecter à la masse le pôle positif de v permet de disposer, en sortie, d'une tension $V = u - v$.

Pour $F = F_0$, $u = v$, $V = 0$. Si $F > F_0$, $u > v$ et V est positive, alors que, si $F < F_0$, $u < v$ et l'on obtient une tension de sortie V négative.

La variation de la tension V en fonction de F est indiquée par la courbe de la figure 14-2. On voit que l'on ne peut utiliser qu'une partie assez restreinte de la courbe, bien à l'intérieur de la zone F_1, F_2, ces deux fréquences correspondant à ce que l'on appelle les « bosses » du discriminateur, dont l'écart dépend du degré d'amortissement du circuit accordé $L_2 - C_4$.

Une autre technique, assez intéressante de réalisation de discriminateur est illustrée par la figure 14-3. La tension d'entrée E est appliquée :

— par la résistance R_1 à un circuit oscillant L-C, accordé sur F_0;

— par la résistance R_2 à un condensateur C_2, ce filtre passe-bas étant très au-delà de sa fréquence de coupure à -3 dB à la fréquence F_0, l'impédance de C_2 est faible par rapport à R_2, donc la tension aux bornes de C_2 est déphasée de presque 90° par rapport à la tension E, et elle a une amplitude très faible par rapport à celle de E.

Les circuits TS_1 et TS_2 sont des Triggers de SCHMITT, qui transforment en signaux carrés les tensions aux points (A) et (B).

Suivant la fréquence, le déphasage de la tension en (A) par rapport à E est en avance ou en retard (en retard pour $F > F_0$, le circuit L-C se comportant comme un condensateur, en avance pour $F < F_0$, car, alors, le circuit L-C se comporte comme un bobinage).

Donc, pour $F = F$, les tensions appliquées au circuit « ou exclusif » OE sont déphasées de $\pi/2$; quand F varie de part et d'autre de F_0, ce déphasage varie de part et d'autre de $\pi/2$. On utilise OE en phasemètre, comme nous l'avons montré sur la figure 11-10, et l'on prend la valeur moyenne de sa tension de sortie par le filtre passe-bas R_3-C_3.

On peut éventuellement remplacer le « ou exclusif » OE par un circuit « ET », le raisonnement est toujours vrai, mais la tension de sortie ne comporte que des créneaux à la fréquence F, alors que, avec un « ou exclusif », les créneaux sont à fréquence 2 F, donc plus faciles à filtrer.

Il y a beaucoup d'autres schémas de discriminateurs, en particulier le « détecteur de rapport » (ratio detector). On les trouve dans les traités relatifs à la technique radio et aux télécommunications.

Les conversions par intégration

Le principe général des conversions fréquence-tension par intégration est indiqué par la figure 14-4.

La tension d'entrée E (fréquence F, période T = 1/F) est appliquée à un étage de mise en forme. La sortie de cet étage donne, pour chaque période du signal d'entrée, un signal de forme fixe, toujours positif.

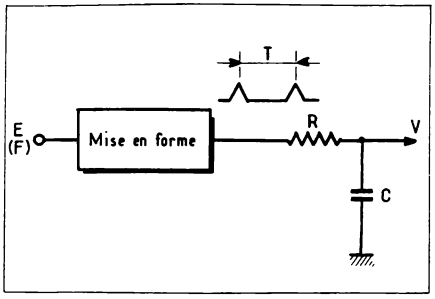


Fig. 14-4. — Si le circuit de mise en forme donne, pour chaque période de la tension E, un signal invariable et positif, la tension moyenne de sortie est proportionnelle à la fréquence de la tension E.

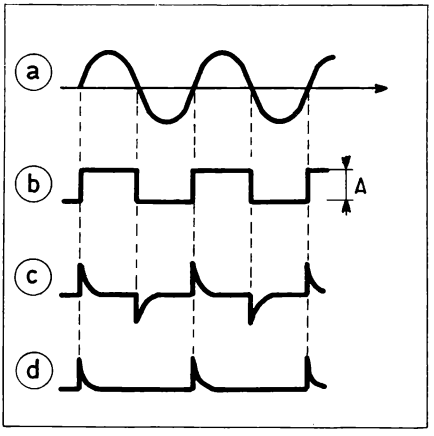


Fig. 14-5. — Pour réaliser la mise en forme nécessaire à la conversion fréquence-tension par la méthode d'intégration, on peut partir d'une sinusoïde (a), la transformer en signaux carrés (b), dériver ces derniers (c) et ne garder que la partie positive du signal.

La valeur moyenne de la tension de sortie est donc proportionnelle à la fréquence du signal. On prend cette valeur moyenne par un filtre passe-bas, par exemple du type R-C.

Le signal fourni par le circuit de mise en forme peut avoir toutes sortes de formes. Nous avons envisagé, sur la figure 14-4, un signal triangulaire, ce qui sera rarement le cas. Le plus souvent, on utilise un signal :

— en top positif;

— rectangulaire unique, de durée et d'amplitude constantes.

Emploi de la dérivation

Pour le premier cas, on transforme le signal E (fig. 14-5 a) en signal rectangulaire (b), par exemple au moyen d'un Trigger de SCHMITT. Ensuite, on le dérive (c), par un circuit R-C par exemple. Mais on obtient ainsi des tops qui sont alternativement positifs et négatifs : si l'on prenait la valeur moyenne de la tension obtenue, nous trouverions zéro. On doit donc éliminer les tops négatifs (*d*).

Cette solution est relativement simple, mais elle présente un inconvénient assez notable. Si l'on veut une « bonne » dérivation des signaux, autrement dit, si l'on désire que la tension en (c) retombe bien à zéro avant le flanc suivant du signal, il faut prévoir une constante de temps R-C de dérivation au plus égale au

tiers de la demi-période T/2 (en supposant les signaux carrés de la figure 14-5 b bien symétriques). En effet, au bout de trois fois la constante de temps, la charge de C est réalisée à 95 %. Si l'on désire une charge réalisée à 99 %, il faut prévoir 4,6 fois la constante de temps.

Limitons-nous au cas où T = 6 RC. On peut démontrer facilement que la tension moyenne correspondant à la forme d'onde la figure 14-5 (*c*), avec des tops de valeur crête A, descendant exponentiellement avec une constante de temps RC, est égale à :

$$u = A \frac{RC}{T}$$

où T désigne la période du signal.

Donc, en se limitant à unefréquence maximale telle que T = 6 RC soit :

$$F < 1 / 6\ RC$$

nous aurons une tension de sortie *u* inférieure au sixième de A.

D'autre part, la méthode ne se prête pas bien à l'emploi du transistor saturé en sortie, que nous verrons plus loin.

C'est la raison pour laquelle on préfère généralement utiliser, comme mise en forme, un monostable.

Emploi du monostable

Ainsi, à chaque période du signal d'entrée, nous produirons un signal d'amplitude A et de durée T_0. Évidemment, il faut se limiter à une fréquence maximale F inférieure à l'inverse de T_0, pour laisser au monostable la possibilité de déclencher à chaque période.

Ce point nécessite quelques explications. De nombreux monostables, surtout les montages en éléments discrets, ont un « temps de récupération », autrement dit, quand ils viennent de produire un signal de durée T_0, on ne peut les re-déclencher immédiatement à la fin de ce signal; il faut attendre un temps minimal, T_R, après la fin du T_0 pour que, déclenchés à nouveau, ils redonnent exactement le même signal. En général, ce temps de récupération est lié au temps T_0 et s'allonge avec ce dernier.

Les monostables dits « re-déclenchables » (ou « retriggerable ») ne sont pas affectés de ce défaut. Si on leur ré-applique un signal de déclenchement juste à la fin du signal T_0, ils fonctionnent de nouveau exactement de la même façon. Même, si on leur applique un signal de commande *avant* la fin du signal T_0, ce nouveau signal est pris en compte et le signal de sortie repart pour une durée T_0 à partir du dernier déclenchement, ainsi que le montre la figure 14-6 : avec des impulsions de déclenchement (a) séparées d'un temps $T_1 < T_0$, le signal de sortie (b) reste haut jusqu'à la dernière impulsion de commande, plus le retard T_0. Autrement dit, si l'on envoie à un tel monostable des impulsions périodiques ayant une période $T_1 < T_0$, la sortie restera constamment à l'état logique haut.

La plupart des monostables intégrés actuels sont de ce type, ce qui élimine un premier problème, posé par le temps de récupération. Avec un monostable non redéclenchable, quand la période des impulsions de déclenchement devient inférieure à T_0, le monostable ne fonctionne plus que une fois toutes les *n* impulsions de commande : on peut donc avoir une conversion tout à fait fausse.

Il reste un autre problème lors de l'emploi des monostables intégrés : on se figure généralement, à tort, que les circuits logiques donnent des niveaux de sortie

bien définis. Or ces signaux sont seulement tenus de respecter les plages exigées : par exemple, pour les circuits TTL, le niveau haut doit être supérieur à 2,4 V et le niveau bas doit être inférieur à 0,4 V.

En ce qui concerne le niveau bas, cela n'est pas mauvais : le minimum est évidemment zéro, le maximum théorique est 0,4 et le maximum pratique est plus souvent 0,2 ou 0,15 V. Mais, pour le niveau haut, nous pouvons avoir 2,8 V, 3,2 V ou d'autres valeurs.

La « résistance de tirage »

On obtient un niveau haut bien précis en utilisant une « résistance de tirage » (pull up resistor), comme le montre la figure 14-7. Avec une valeur de 330 Ω à 2,2 kΩ, on arrive alors à un niveau haut rigoureusement égal à $+V_{CC}$, dans la

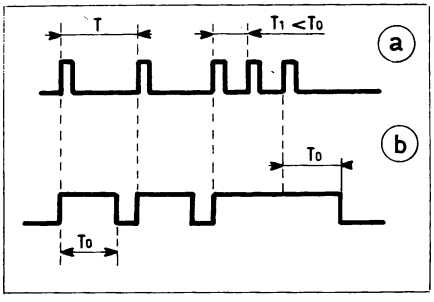


Fig. 14-6. — Un monostable redéclenchable de durée T_O, commandé par des signaux de déclenchement (a) séparés par une durée inférieure à T_O, donne un signal de sortie (b) plus long, finissant un temps T_O après le dernier signal de déclenchement.

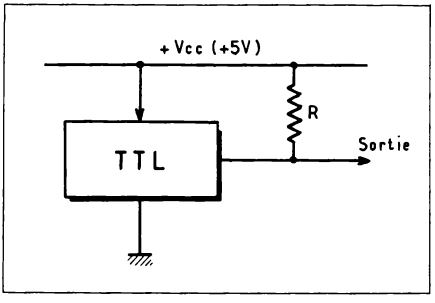


Fig. 14-7. — Pour bien définir le niveau haut dans un circuit TTL, on peut utiliser une résistance dite « de tirage » entre la sortie et le +5 V.

mesure où le circuit qui « utilise » cette tension ne consomme pas trop de courant. Mais, en procédant ainsi, on améliore le niveau haut en détériorant un peu le niveau bas.

Le mieux est de faire suivre le circuit d'un étage de mise en forme comme ceux que nous avons déjà rencontrés (fig. 2-18 par exemple).

Dans de nombreux cas, on souhaite obtenir un *courant* proportionnel à une fréquence. On utilise alors un étage de sortie à transistor en commutation, comme le montre la figure 14-8.

Nous avons supposé, sur cette figure, que nous souhaitions réaliser un « fréquencemètre à aiguille », autrement dit un convertisseur fréquence-courant qui permette, par lecture de la déviation d'une aiguille de galvanomètre, de connaître la fréquence de signaux à l'entrée.

Le signal de sortie du monostable MS est appliqué à la base du transistor T, à travers la résistance R′ shuntée par le condensateur C. Le rôle de ce dernier est

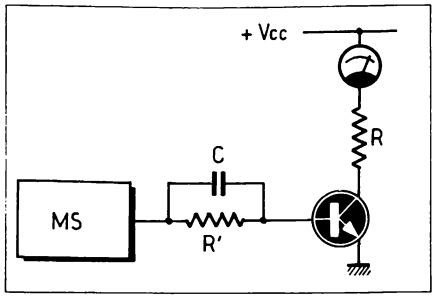


Fig. 14-8. — Si l'on veut un courant proportionnel à la fréquence, on peut utiliser un transistor saturé, commandé par la sortie du monostable MS.

de bien transmettre les flancs raides de descente, pour faciliter la désaturation du transistor.

Le courant maximal du transistor est U/R, en négligeant la résistance interne du cadre du galvanomètre G. Pour permettre une bonne utilisation du système, on fait en sorte que le courant U/R soit suffisant pour faire dévier l'aiguille un peu au-delà du maximum. Ainsi, le galvanomètre n'est jamais surmené, et l'on évite une ambiguïté lors de l'envoi d'une fréquence trop élevée au monostable (nous supposons que ce dernier est du type « redéclenchable ») : dans ces conditions, l'aiguille va en butée, indiquant que l'échelle de lecture est mal choisie.

On peut donner plusieurs gammes de lecture au système, soit en prévoyant plusieurs valeurs de capacités pour le condensateur qui définit la période du monostable, soit en disposant, avant la commande du monostable, des diviseurs de fréquence par dix, cent ou mille. Cette seconde solution présente l'avantage de donner des échelles qui se recoupent exactement, ce qui n'est pas forcément le cas si l'on compte sur des rapports de valeurs de capacités.

Il va de soi que la fréquence minimale à mesurer est limitée par l'inertie du galvanomètre : pour les fréquences trop basses, on commence à voir des fluctuations de la position de l'aiguille. Il serait évidemment possible d'augmenter l'amortissement du galvanomètre en shuntant ce dernier par un condensateur de forte capacité.

Si c'est bien une *tension* proportionnelle à la fréquence que l'on désire en sortie on peut évidemment réaliser un filtrage par un simple filtre R-C, comme sur la figure 14-4. Il est préférable de remplacer ce filtre par un filtre actif passe-bas, par exemple celui de la figure 7-39.

Les conversions par « pompes à diodes »

Un bon système de conversion fréquence-tension consiste à utiliser le montage dit « pompe à diodes », dont la figure 14-9 donne le principe.

Le signal d'entrée, E, est mis sous forme de signaux rectangulaires (si possible symétriques) par le circuit de mise en forme M e F. On doit alors obtenir un signal d'amplitude crête-crête bien définie. Appelons U cette amplitude.

Supposons les diodes parfaites, sans seuil de conduction. Quand le signal sortant de M e F arrive à son flanc montant, le potentiel du point (A) reste nul, en raison de la diode D_1 : le condensateur C se charge à la tension U, recevant donc la quantité d'électricité U C.

Au moment du flanc descendant du signal donné par M e F, la diode D_2 devient conductrice. Comme, en raison de l'amplificateur opérationnel A O, le

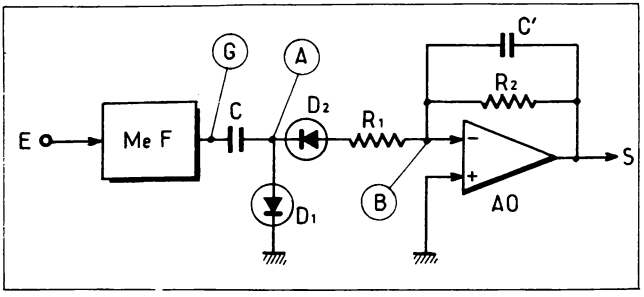


Fig. 14-9. — Schéma de la « pompe à diodes », dans laquelle, à chaque signal montant et descendant, le condensateur C se charge par D_1 et se décharge par D_2. Le courant moyen dans la résistance R_1 (donc la tension moyenne S) est proportionnel à la fréquence des signaux d'entrée.

potentiel du point (B) est toujours maintenu à zéro, le condensateur C se décharge dans R_1 pendant la partie basse du signal en (G). Si cette partie basse dure un temps supérieur à 3 R_1 C, la décharge de C est effectuée à plus de 95 %.

On a donc une décharge quasi totale de la quantité d'électricité UC du condensateur C dans la résistance R_1. Le courant moyen qui passe dans R_1 est donc proportionnel à la fréquence du signal en E.

On retrouve le même courant moyen dans la résistance R_2, donc la tension moyenne de sortie S est proportionnelle à la fréquence de E.

Le condensateur C' réalise un filtrage de la composante alternative de la tension S.

Précisons que la solution de la figure 14-9, qui utilise un amplificateur opérationnel, est une méthode « de luxe ». On pourrait se contenter d'utiliser le courant moyen dans R_1, à condition que cette « utilisation » ne corrresponde pas à une tension parasite aux bornes de l'utilisation, car cette tension se soustrayant de la tension de charge de C viendrait fausser le résultat.

Il existe des circuits intégrés directement prévus pour fonctionner ainsi en « pompe ». Rappelons que ce nom de « pompe » vient de l'analogie que présente le montage avec le fonctionnement d'une pompe à deux clapets, C représentant l'élasticité du fluide du corps de pompe, le signal en (G) étant l'analogue du mouvement de va-et-vient du piston et les diodes jouant le rôle des clapets.

Les circuits intégrés de conversion fréquence-tension comportent généralement, outre le système de pompe, conçu de telle façon que la tension aux bornes de la résistance où l'on fait passer le courant de sortie de la pompe ne perturbe pas le fonctionnement, un amplificateur opérationnel que l'on peut utiliser pour constituer un élément de filtre actif pour le filtrage de la tension moyenne de sortie. Ces circuits sont essentiellement prévus pour commander un tachymètre de voiture, donnant le régime de rotation du moteur, commandé par le rupteur d'allumage.

Emploi d'un compteur et d'un convertisseur D-A

Une dernière solution, un peu lourde mais très précise, de la conversion fréquence tension consiste à utiliser le montage de la figure 14-10.

Le montage comporte un véritable fréquencemètre à comptage, avec un circuit de « cadencement », qui met un compteur C à zéro, commande l'ouverture d'une

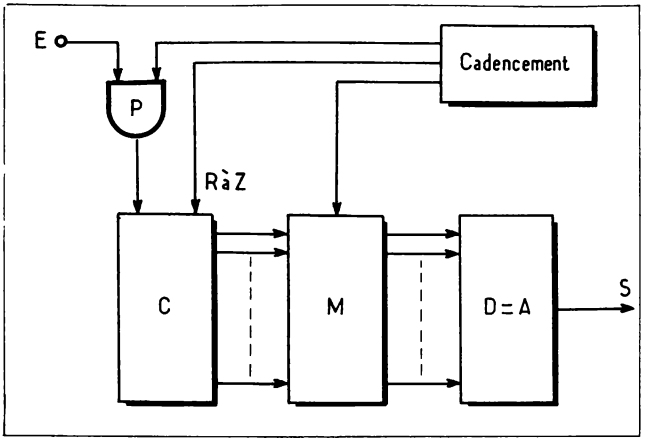


Fig. 14-10. — On peut réaliser une conversion fréquence-tension par comptage des périodes de E pendant une seconde, ce qui donne un nombre binaire, ce nombre étant appliqué, via des mémoires M, à un convertisseur D-A.

porte P pendant une seconde exactement puis commande la prise en mémoire dans un ensemble de bascules D, M, des sorties du compteur.

Ces sorties, exprimant en code binaire la valeur de la fréquence du signal, sont appliquées à un convertisseur digital-analogique D-A, dont la sortie fournit donc une tension proportionnelle à la fréquence du signal E.

14-2. — CONVERSION TENSION-FRÉQUENCE

Nous allons maintenant faire l'opération réciproque de celle que nous avons envisagée dans les pages précédentes. Il s'agit de partir d'une tension V et d'obtenir un signal dont la fréquence F soit fonction de V, le plus souvent proportionnel à V.

Utilisation d'oscillateurs commandés en fréquence

Nous avons déjà vu comment on peut moduler en fréquence un oscillateur par une tension, en utilisant, par exemple, des diodes à capacité variable (p. 86). On sait que la variation de fréquence en fonction de la tension n'est pas linéaire si l'on essaye de faire varier beaucoup la fréquence. Mais pour une variation faible, on peut arriver à une correspondance assez linéaire entre la tension de commande et la fréquence.

Donc, si l'on désire une forte variation de fréquence, il est possible de moduler en fréquence deux oscillateurs, les modulations étant en sens opposés. En faisant battre les oscillateurs, on arrive ainsi à obtenir une fréquence qui peut partir de zéro et rester proportionnelle à la tension de commande dans une large plage.

Nous signalerons pour mémoire certaines techniques qui permettent d'améliorer la linéarité de modulation. Comme la loi qui donne la fréquence en fonction de la tension peut se développer comme une somme de termes, cette loi comporte

donc un terme linéaire (qui est souhaitable), plus des termes de degré 2, de degré 3, etc. qui représentent la « distorsion ».

On peut donc envisager de « pré-distordre » la tension de commande avant de l'appliquer à la commande de fréquence, de telle façon que cette pré-distorsion compense aussi bien que possible les distorsions du circuit.

Pour cette pré-distorsion, on peut utiliser des circuits multiplieurs analogiques. Si l'on applique sur une entrée d'un tel circuit une tension E, et, sur l'autre, une tension comportant une forte partie constante A et une petite partie proportionnelle à E (soit une tension A + kE), la tension de sortie est alors de la forme

$$AE + kE^2$$

En prélevant une petite partie de cette tension et en la ré-appliquant à la deuxième entrée du même circuit multiplieur, on engendre cette fois un terme du troisième ordre. Un dosage adéquat des termes du second et du troisième ordre permet de déformer la tension de commande dans la proportion voulue pour atteindre une bonne linéarité de commande en fréquence.

Emploi d'un générateur de courant et d'un oscillateur de relaxation

De nombreux oscillateurs à relaxation, par exemple l'oscillateur à UJT de la figure 3-8, utilisent la charge d'un condensateur par le courant donné par une résistance. La durée de la charge du condensateur, entre deux niveaux donnés de tension, définit la période de l'oscillateur.

Donc, si l'on remplace la résistance par un générateur de courant constant, l'intensité de ce courant étant proportionnelle à la tension E, on obtient une fréquence de l'oscillation proportionnelle à E.

Un exemple de ce type est donné par le montage de la figure 14-11. Le transistor MOS canal P à enrichissement T_1, avec l'amplificateur opérationnel AO constitue le générateur de courant constant. Le courant *i* du MOS passe par la résistance R

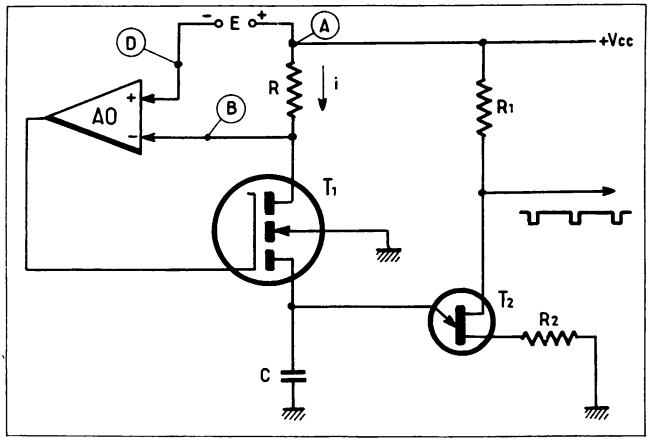


Fig. 14-11. — Le transistor MOS T_1, la résistance R et l'amplificateur opérationnel AO réalisent un générateur de courant constant, proportionnel à E. La fréquence de l'oscillateur de relaxation utilisant l'unijonction T_2 est alors proportionnelle à l'intensité de ce courant, donc à E.

et produit, aux bornes de cette dernière, une tension égale à R*i*. La tension correspondante apparaît entre les points (A) et (B).

La tension E d'entrée est appliquée entre les points (A) et (D). Si R*i* = E, il n'y a pas de tension à l'entrée de l'amplificateur AQ. Mais, si le courant *i* est inférieur à la valeur E/R, l'amplificateur agit sur la grille du MOS pour ramener le courant à la valeur voulue.

Le transistor unijonction T_2 sert d'oscillateur de relaxation. Il donne donc un signal dont la fréquence est rigoureusement proportionnelle à E.

Emploi d'un convertisseur F-V dans une boucle de contre-réaction

Selon une méthode déjà exposée plusieurs fois plus haut, on peut réaliser un convertisseur V-F en employant un convertisseur F-V dans une boucle de contre-réaction comme le montre la figure 14-12.

On emploie un V.C.O. (oscillateur commandé en fréquence par une tension) qui attaque un des convertisseurs F-V étudiés ci-dessus. La tension de sortie de ce convertisseur est comparée à celle d'entrée, E, dans un comparateur, dont la tension de sortie pilote la fréquence de l'oscillateur V.C.O.

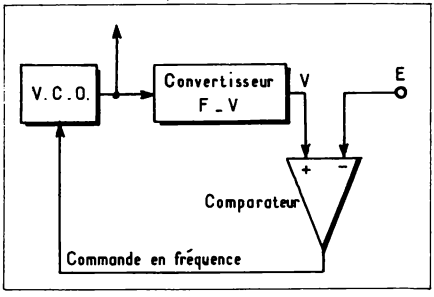


Fig. 14-12. — L'utilisation d'un convertisseur F-V (fréquence- tension) dans une boucle de contre-réaction permet d'obtenir un convertisseur V-F très linéaire, en commandant en fréquence un oscillateur commandé (VCO) par la tension d'erreur du comparateur, même si cette commande du VCO n'est pas linéaire.

On pourrait objecter que, dans ce montage, on utilise un V.C.O. qui est déjà, en quelque sorte, un convertisseur V-F. En réalité, le V.C.O. peut avoir une courbe de réponse tout à fait quelconque, en particulier il peut n'avoir aucune linéarité de réponse : le fait de l'employer dans une boucle de contre-réaction, comportant un convertisseur F-V très linéaire, permet de rendre sa courbe de réponse parfaitement linéaire.

C'est la raison pour laquelle de nombreux modulateurs de fréquence utilisés dans les émetteurs de radiodiffusion sont associés à un système discriminateur avec une boucle de contre-réaction, dans le but d'obtenir une réponse tout à fait linéaire du modulateur dans son ensemble.

Signalons qu'il existe de bons circuits intégrés pour la conversion tension-fréquence, par exemple le AD 537 (Analog Devices) qui contiennent un oscillateur commandé en fréquence par un courant, avec une correspondance parfaitement linéaire entre le courant et la fréquence, plus un amplificateur opérationnel pour convertir une tension d'entrée en courant pour commander l'oscillateur. (Le type cité contient en plus une source de tension étalon de précision et un circuit donnant une tension qui varie de 1 mV par degré Celsius de variation de température du circuit, pour faire une compensation d'effet thermique, ou un thermomètre numérique).

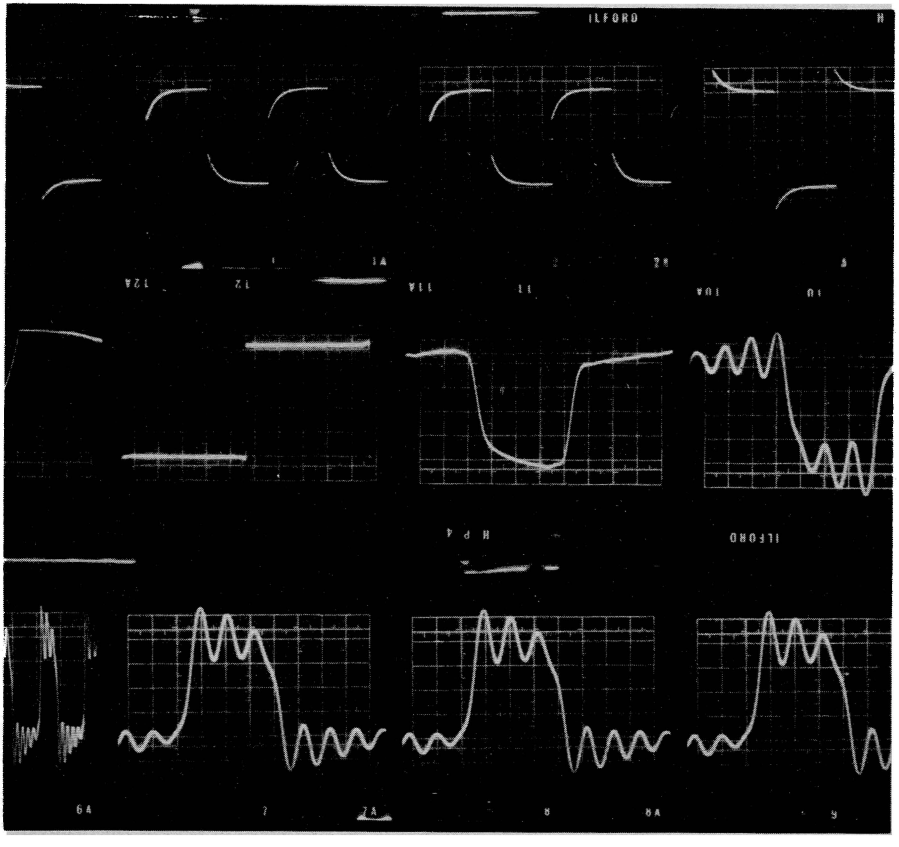


Photo 10. — Comme on le voit sur ce tirage par contact des négatifs pris en 24 × 36 mm de différents oscillogrammes, on peut parfaitement se contenter de ce format pour garder des oscillogrammes.

TROISIÈME PARTIE

LES MESURES

Ayant examiné dans la première et la deuxième partie comment on produit et transforme les signaux, nous allons examiner les différentes techniques utilisées pour la mesure des signaux. Il s'agit, en fait, de rappeler très brièvement les techniques utilisées, d'attirer l'attention sur les difficultés inhérentes aux mesures et les moyens d'y remédier dans la mesure du possible.

Nous parlerons donc des déterminations :

— *des tensions ;*
— *des formes d'ondes*
— *des fréquences et durées des signaux ;*
— *des déphasages entre signaux ;*
— *de quelques autres caractéristiques du signal.*

CHAPITRE 15

Les mesures des tensions et des intensités

15-1. — CAS DES GRANDEURS CONTINUES

Malgré ce que l'on pourrait croire, il n'est pas tellement simple de mesurer des tensions et intensités continues. En dépit de la multiplicité des appareils utilisables dans ce but, les résultats sont souvent entachés d'erreurs considérables, presque toujours dues à la mauvaise adaptation de l'appareil aux grandeurs à mesurer.

Mesure des tensions continues au contrôleur universel

Le contrôleur universel (ou « polymètre »), réalisé au moyen d'un galvanomètre et d'un assortiment de résistances, est un moyen qui peut être excellent pour mesurer une tension continue. On a tendance, de nos jours, à penser que cet instrument est « dépassé », que seul le voltmètre numérique est utilisable;

c'est là une opinion que l'auteur ne partage pas du tout. Nous ne nions pas l'évidence : un bon voltmètre numérique est une facilité extraordinaire offerte à ceux qui veulent connaître une tension avec précision, mais... il est encore relativement coûteux (malgré un abaissement de prix très spectaculaire) et il nécessite une alimentation. En plus, il y a des cas où la présence d'une aiguille est précieuse, en particulier pour rendre parfaitement visible le sens de variation d'une grandeur : celui qui a essayé de régler un accord, par exemple, avec un voltmètre numérique sait que cela n'est pas aussi rapide qu'avec un bon modèle à indication analogique.

Ce qui compte, dans l'emploi du contrôleur universel, c'est le degré de perturbation apporté par l'appareil à la grandeur à mesurer.

En effet, toute source de tension a, hélas, une résistance interne r (fig. 15-1). Le fait de brancher sur la sortie un contrôleur, qui représente une résistance R, modifie la tension v, qui n'est plus égale à la F.E.M. U, mais à :

$$v = U \frac{R}{R + r}$$

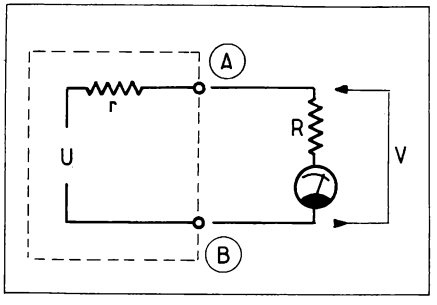


Fig. 15-1. — Lors de la mesure de la tension de la source U ayant une résistance interne *r*, le contrôleur, avec sa résistance R, peut perturber la grandeur U qu'il est chargé de mesurer, si R n'est pas infinie par rapport à *r*. On détecte cette perturbation, éventuellement, en utilisant deux échelles différentes pour le contrôleur.

L'erreur que l'on commet en assimilant la lecture v à la valeur de la F.E.M. U (qui était la tension entre les points A et B avant le branchement du contrôleur) est donc d'autant plus importante que le rapport r/R est grand. On essaie donc d'augmenter R, d'où la course aux instruments à plus forte résistance pour une échelle donnée.

On sait que, pour permettre de comparer les différents contrôleurs, on a pris l'habitude de donner leur résistance en « Ohms par Volt ». Il ne faut pas oublier que, dans cette dénomination, on sous-entend : « de déviation totale ». En effet, si l'on demande à quelqu'un : « Quelle est la résistance d'un contrôleur, s'il s'agit d'un 20 kΩ/V et si l'on lit 7,3 V sur l'aiguille$_q$ », il y a des probabilités non négligeables que l'on vous réponde : « En multipliant les 20 000 par 7,3, nous trouvons la résistance, soit 146 kΩ ».

Évidemment, c'est absurde : la seule chose que l'on puisse répondre c'est que, puisqu'on lit 7,3 V, on a mis le contrôleur sur une échelle qui, pour la pleine déviation, correspond à plus de 7,3 V, donc que la résistance du contrôleur est supérieure à 146 kΩ, mais c'est tout. Si l'on a utilisé l'échelle 10 V, la résistance est de 200 kΩ, mais, si l'on a employé l'échelle correspondant à 30 V pour la déviation totale, la résistance est alors de 600 kΩ. Cela va sans dire ... mais encore mieux en le disant.

Bref, il peut y avoir une perturbation par l'appareil. Ce qui est important, c'est de savoir de quel ordre de grandeur est cette perturbation. Il y a plusieurs méthodes pour cela.

L'emploi de plusieurs échelles

En principe, on doit toujours utiliser, pour un contrôleur universel, l'échelle qui permet d'obtenir la déviation maximale de l'aiguille, tout en restant à l'intérieur de la plage graduée pour cette aiguille. Mais, une fois choisie l'échelle, on peut se faire une idée de la validité de la mesure en laissant le contrôleur branché et en changeant d'échelle. Nous prendrons tout de suite un exemple numérique pour illustrer la méthode.

Supposons une source comme celle de la figure 15-1, avec U = 8 V et une résistance interne de $r = 40$ kΩ.

Prenons un contrôleur de 20 kΩ/V. Si nous l'utilisons sur l'échelle 10 V de déviation totale (nous dirons par la suite « échelle 10 V »), il a une résistance interne R = 200 kΩ. On calcule très vite que l'on lit alors la tension $v = 6{,}67$ V, soit une erreur importante (près de 17 %).

Prenons maintenant le contrôleur sur son échelle 30 V : sa résistance interne est devenue 600 kΩ. On peut alors calculer v qui sera 7,5 V.

Évidemment, la lecture n'est pas très précise, car l'aiguille ne dévie que du quart de la déviation maximale, mais nous pouvons cependant très bien apprécier la différence de valeur entre le 6,67 de la première lecture et le 7,5 de la seconde. Le fait que ces deux lectures ne coïncident pas montre que l'on a bien une perturbation de la F.E.M. par le contrôleur. On sait aussi que la lecture faite en second est plus proche de la vérité que la première, malgré l'imprécision relative plus grande, due à la déviation au quart du maximum.

On pourrait, avec les deux lectures, au moyen de formules relativement encombrantes, déterminer la tension U exacte, mais nous ne le recommandons pas.

A titre indicatif, cette formule est la suivante :

$$U = v_1 v_2 \frac{k - 1}{k v_1 - v_2}$$

où :

v_1 est la première lecture, faite sur une échelle N volts de déviation totale;

v_2 est la deuxième lecture, faite sur une échelle kN volts de déviation totale.

Dans le cas de notre exemple , $v_1 = 6{,}67$ V, $v_2 = 7{,}5$ V et $k = 3$ puisque la seconde lecture a été faite sur une échelle 30 V, soit 3 fois l'échelle 10 V de la première lecture.

La méthode des deux lectures peut être assez bonne si la première a été faite avec une déviation correspondant à une forte proportion de la déviation totale, et si le rapport k n'est pas trop grand, sinon la lecture de v_2 est tellement imprécise que l'on ne peut en tirer aucune indication.

Supposons que notre contrôleur n'ait eu que des échelles 1 V, 10 V et 100 V (nous admettons bien volontiers que c'est un instrument très imparfait) et que nous ayons été obligés de lire v_1 sur l'échelle 10 V car, sur l'échelle 1 V, l'aiguille allait en butée. Sur l'échelle 10 V, nous avons lu, 2,0 V, sur l'échelle 100 V nous avons lu (plus exactement deviné) un peu plus de 2 V. Ici, $k = 10$ et la lecture de v_2 est tellement imprécise que la méthode ne nous dit pratiquement rien.

La méthode de la résistance parallèle

La seconde méthode est infiniment supérieure, quoiqu'un tout petit peu plus difficile à appliquer.

Dans une première lecture, nous utilisons un contrôleur d'une résistance de N Ω/V sur son échelle A volts, soit ayant une résistance interne N × AΩ. On lit une valeur v_1.

Dans une deuxième lecture (fig. 15-2), nous plaçons, en parallèle avec le contrôleur, une résistance à peu près égale à la résistance interne du contrôleur, soit N × AΩ. La lecture devient v_2.

Une première remarque : si v_1 et v_2 ne présentent pas de différence sensible, nous concluons tout de suite que v_1 et v_2 nous donnent pratiquement la valeur de U : l'appareil n'apporte pas de perturbation notable à la tension à mesurer. En effet, en shuntant le contrôleur, de résistance R, par une autre résistance R,

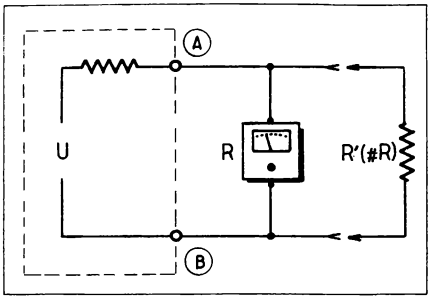


Fig. 15-2. — L'erreur dont il est question dans la figure 15-1 peut se détecter facilement en shuntant le contrôleur par une résistance extérieure R', pratiquement égale à la résistance R du contrôleur. Si, en connectant R', l'aiguille ne bouge pas, la mesure est bonne. Si elle descend de 10 à 15 %, on peut corriger un peu la première lecture. Si elle descend de plus de 30 %, on en conclut que le contrôleur n'est pas utilisable pour la mesure envisagée.

nous réduisons la charge de la source de R à R/2; comme la tension a peu changé, le courant consommé à la source est donc passé de *i* (sans R en parallèle) à environ 2 *i* (avec R en parallèle). Si l'indication de l'appareil (donc la tension de sortie) ne change presque pas quand on fait passer le courant consommé de *i* à 2 *i*, on peut en conclure, par extrapolation, qu'elle ne changerait presque pas non plus en faisant passer le courant de charge de la source de *i* à zéro.

Si, sans mettre la résistance R en parallèle sur le contrôleur, nous lisons v_1, et que, après avoir placé R en parallèle, nous lisons v_2, sensiblement plus petit que v_1, cela veut dire que le contrôleur perturbe la tension qu'il est chargé de mesurer.

Il y a une formule exacte qui permet, à partir des valeurs de v_1 et v_2, de connaître la tension U exacte (avant branchement du contrôleur).

Cette formule est :

$$U = \frac{v_1 v_2}{2v_2 - v_1} = v_1 \frac{m}{2m - 1}$$

si l'on désigne par m le rapport $m = v_2/v_1$ (le rapport m est inférieur à l'unité, on peut démontrer qu'il est toujours supérieur à 0,5).

Cette formule est peu pratique à appliquer. Mais il y a une formule plus simple, donnant un résultat moins précis, mais acceptable pour m suffisamment proche de l'unité, qui est :

$$U' = \frac{v_1}{m} = \frac{(v_1)^2}{v_2}$$

Si, par exemple, on a lu $v_1 = 5$ V et $v_2 = 4$ V (soit $m = 0{,}8$) on peut avoir une approximation U' qui donne :

$$U' = 5/0{,}8 = 6{,}25 \text{ V}$$

(le calcul avec la formule exacte aurait donné U = 6,67 V).

Il y a une autre formule, encore plus simple, mais que l'on ne peut appliquer que pour des valeurs de m encore plus proches de l'unité, et qui est :

$$U'' = 2\,v_1 - v_2 = v_1\,(2 - m)$$

Autrement dit, pour $v_1 = 7$ V et $v_2 = 6{,}6$ V, on calcule la diminution $v_1 - v_2$ (ici $7 - 6{,}6 = 0{,}4$) et l'on ajoute à v_1, ce qui nous donnerait ici :

$U'' = 7{,}4$ V (le calcul exact aurait donné $U = 7{,}45$ V)

Ce dernier mode de calcul se fait de tête facilement.

Validités des corrections

Pour fixer les idées, nous donnons dans le tableau suivant, en fonction de la valeur de m, le degré d'inexactitude en % commise en utilisant la première approximation U′ ainsi que le taux « d'amélioration » de la mesure. Nous entendons par « taux d'amélioration » le nombre par lequel on divise l'erreur relative commise si l'on admet que $U = v_1$: ainsi, dans notre premier exemple, nous avions $v_1 = 5$, la valeur de U étant 6,67 V, soit une erreur de 25 % si l'on dit que $U = 5$ V; en utilisant l'approximation U′, nous trouvons 6,25 V, soit une erreur de 6,7 %, ou 3,7 fois moins que les 25 % d'erreur commise en prenant $U = v_1$, le taux d'amélioration est de 3,7.

Dans les deux dernières colonnes du tableau, nous donnons le pourcentage d'erreur en % commise en assimilant U à la valeur approchée U″, ainsi que le « taux d'amélioration » correspondant.

Coefficient *m*	écart U-U′ en %	taux d'amélioration	écart U-U″ en %	taux d'amélioration
0,99	0,01 %	100	0,02 %	50
0,97	0,1 %	30	0,19 %	15,8
0,95	0,28 %	18	0,53 %	9,4
0,92	0,76 %	10,5	1,4 %	5,8
0,90	1,23 %	8	2,2 %	4,5
0,85	3,1 %	4,8	5,3 %	2,8
0,80	6,25 %	3,2	10 %	2
0,75	11,1 %	2,2	16,7 %	1,5
0,70	18,4 %	1,6	25,7 %	
0,65	29 %	1,2		

L'utilisation de ce tableau est simple. Si l'on voit, par exemple, que la lecture v_1 est 6 V et que la lecture v_2 est 5,4 V, soit 10 % de moins ce qui correspond à un facteur $m = 0{,}9$ (v_2 vaut 90 % de v_1, soit 0,9 v_1) on peut en déduire que l'utilisation de la formule donnant U′ nous donne une valeur de U approchée à 1,23 %, soit d'une précision 8 fois meilleure que sans la correction (l'erreur serait de 10 % en prenant v_1 comme U); alors que, dans ces mêmes conditions, l'erreur commise en assimilant U″ à U est de 2,2 % (soit une précision relative qui est tout de même 4,5 fois meilleure que si l'on avait accepté v_1 comme valeur approchée de U).

On déduit du tableau que, pour une différence de plus de 10 % entre v_2 et v_1, il vaut mieux éviter l'emploi de l'approximation U″ et que, pour une variation de v_2 par rapport à v_1 supérieure à 20 % ($m = 0{,}8$ ou au-dessous), même l'approximation U′ n'est pas remarquable.

Nous pouvons donc conclure de ce qui précède que :

— si $v_2 = v_1$, c'est parfait, la lecture de v_1 a donné U;

— si v_2 est de 10 % (éventuellement 15 %) en dessous de v_1, on peut avoir U par l'approximation U'', ou, de préférence, U';

— si v_2 est de 25 % plus petite que v_1, ou plus encore, cela signifie que la correction est illusoire : le contrôleur est vraiment mal adapté à la mesure à faire, il faut procéder autrement.

Emploi d'un montage adaptateur

Quand on a constaté que le contrôleur ne pouvait vraiment pas être utilisé, on pense généralement à l'utilisation d'un autre modèle qui présente plus d'ohms par volt. On est allé assez loin dans ce sens : les appareils de 40 kΩ/V sont maintenant courants.

Malheureusement, dans les cas (assez rares, il faut le reconnaître) où le contrôleur de 10 kΩ/V perturbe trop la tension à mesurer, il est assez fréquent que le passage à un 40 kΩ/V (quand on en dispose) soit encore insuffisant.

Le plus souvent, on est gêné par la faible résistance pour les mesures de tensions faibles. Là, sur une échelle de 1 V (ou même de 0,3 V quand le contrôleur en a une), la résistance de l'appareil devient quelquefois trop faible.

Le mieux est alors d'utiliser un voltmètre électronique, comportant un amplificateur d'entrée. On ne compte plus, alors, en ohms par volt, mais en résistance totale d'entrée. La valeur assez courante est de 10 MΩ, ce qui est relativement modeste pour les échelles de 300 V ou 1 000 V (cette dernière échelle correspond à 20 MΩ pour un contrôleur de 20 kΩ/V), mais qui est remarquable pour les échelles de grande sensibilité (déviation maximale pour 0,1 V par exemple).

En particulier, les voltmètres numériques ont généralement une résistance d'entrée de plus de 10 MΩ sur toutes les échelles.

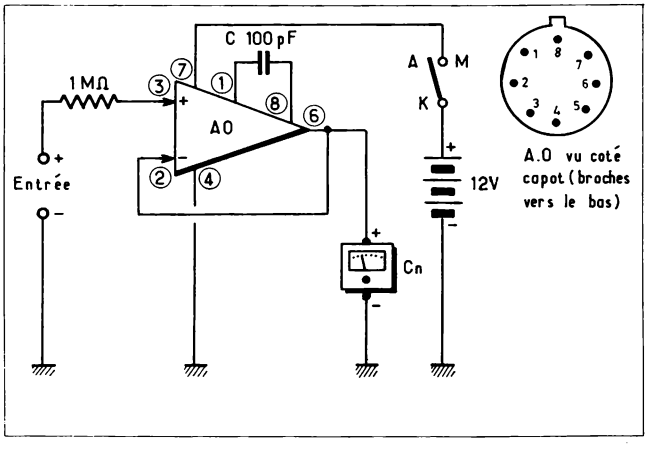


Fig. 15-3. — Schéma de l'adaptateur le plus simple que l'on puisse envisager pour convertir un contrôleur C*n* en un voltmètre électronique de résistance d'entrée pratiquement infinie. La tension maximale à l'entrée est de +10 V.

Mais, si l'on ne dispose pas de tels instruments, il est extrêmement facile de réaliser un adaptateur, qui donnera, associé à un simple contrôleur (fût-il de 2 kΩ/V) un excellent voltmètre électronique pour le continu, dépassant même les possibilités de nombreux types du commerce pour des cas particuliers.

Si l'on se limite à des tensions positives continues de zéro à 10 V, le « schéma » de la figure 15-3 peut être réalisé tel quel. L'amplificateur opérationnel n'apporte aucun gain en tension, mais, son courant d'entrée étant de l'ordre du *picoampère* (mais oui, nous disons bien 10^{-12} A, le courant qui prend plus d'un quart d'heure à charger de 1 V un condensateur de 1 nF!) alors que son courant de sortie peut atteindre plusieurs milliampères, nous avons ainsi un amplificateur de gain unité parfait. Si l'on se limite à des tensions d'entrée de moins de 10 V, nous avons un véritable électromètre, capable de mesurer n'importe quelle tension de 0 à 10 V sans la perturber si peu que ce soit. Évidemment, quand on laisse l'entrée « en l'air », la tension de sortie est quelconque.

Il peut sembler paradoxal d'alimenter l'amplificateur avec une seule tension positive (cette dernière doit être inférieure à 16 V, elle doit être au moins 9 V et, en tous cas, supérieure à la tension maximale que l'on désire mesurer), mais il s'agit ici d'un amplificateur tout à fait spécial, admettant un « mode commun » qui peut aller jusqu'à la tension d'alimentation « V— » de la broche 4 (et même 0,5 V en dessous), et dont la tension de sortie peut aller depuis la tension d'alimentation V— jusqu'à la tension V+.

La résistance de 1 MΩ protège l'entrée de l'amplificateur contre toute surtension. La sortie se connecte à un contrôleur, sur la sensibilité à obtenir, puisque le gain de l'amplificateur est de un.

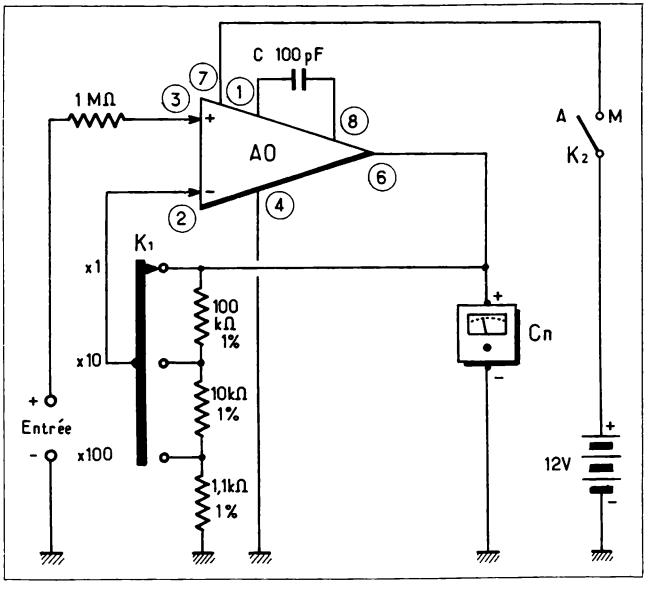


Fig. 15-4. — Dans ce type d'adaptateur, on peut introduire un gain de 10 ou de 100 entre la tension d'entrée et la tension lue sur le contrôleur. Dans ce schéma, comme dans le précédent, si l'on remplace le CA 3130 par un CA 3160, on peut supprimer le condensateur de compensation, entre les broches (1) et (8).

Avec ce simple montage, on peut faire des mesures « impossibles », par exemple mesurer la tension de charge d'un condensateur de 220 pF sans le décharger notablement en deux ou trois secondes (si l'on tentait une telle mesure avec un contrôleur de 40 kΩ/V, on ne verrait même pas l'aiguille bouger, avec un voltmètre numérique de 10 MΩ d'entrée, on ne verrait rien non plus).

Adaptateurs plus performants

On peut perfectionner un peu le montage de la figure 15-3 et arriver à celui de la figure 15-4. Maintenant, par le commutateur K_1, on peut régler le gain en tension de l'étage à la valeur 1, 10 ou 100. Ainsi, avec le contrôleur universel (Cn) branché en sortie sur l'échelle 1 V, on obtient un millivoltmètre qui dévie à fond pour 10 mV d'entrée, si K_1 est sur la position 100 (et cela sans rien perdre de l'extraordinaire résistance d'entrée).

Si nous voulons pousser le perfectionnement encore plus loin, nous pouvons réaliser l'adaptateur de la figure 15-5. Le schéma semble un peu compliqué, mais, quand on réalise cet adaptateur, on se rend compte que la fabrication et la mise au point sont relativement simples et que les possibilités qu'il offre sont sans rapport avec le temps passé à le monter.

A l'entrée, nous trouvons un atténuateur de rapport 100, composé de $R_1 + R_2 + R_3$ totalisant 66 MΩ et de $R_4 + R_5$ que l'on ajuste à 660 kΩ.

Le contacteur K_1 permet de choisir l'atténuation 1 ou 100, cette dernière pour les tensions supérieures à 10 V.

Le premier amplificateur opérationnel, AO_1, permet d'avoir un gain de 1 ou de 10 (ce dernier pour les tensions au-dessous de 1 V).

Il peut aussi, sur la position « ∞ » de K_3, multiplier ces deux gains par 1,11 (nous y reviendrons).

A sa sortie, nous appliquons la tension à un ensemble de deux amplificateurs, AO_2 et AO_3, l'un ayant un gain de +1, l'autre de −1. Suivant que la tension d'entrée est positive ou négative, l'un est bloqué et l'autre fonctionne. Si, par exemple, la tension d'entrée est positive, la tension au point (B) l'est aussi, AO_2 peut fonctionner en « suiveur » (en éliminant la tension de seuil de la diode D_1 comme nous l'avons vu page 160), et l'on trouve en (S) la tension du point (B) recopiée telle quelle. Pendant ce temps, AO_3 est bloqué, sa sortie est au potentiel le plus négatif possible (environ −14 V) et la L.E.D. rouge D_4 est donc allumée, signalant que la tension à mesurer est positive.

A l'opposé, si la tension d'entrée est négative, la tension en (B) l'est aussi. L'amplificateur AO_2 ne peut fonctionner, il est bloqué, sa tension de sortie est négative au maximum, allumant la L.E.D. verte D_3 (qui signale que la tension est négative); alors que AO_3 fonctionne en amplificateur de gain −1, fournissant en (S) une tension opposée à celle que l'on a en (B).

Le tout mesure donc le positif et le négatif sans commutation, avec indication de la polarité par une des L.E.D.

Par conséquent, si l'on applique à l'entrée une tension alternative qui donne sur l'entrée de AO_1 moins de 10 $V_{eff.}$, on a, en sortie (S), une tension redressée en deux alternances, en redressement « parfait » dans la mesure où la fréquence n'est pas trop élevée (on va jusqu'à environ 10 kHz).

Alors, les deux L.E.D. sont allumées à tour de rôle, mais, au delà de 40 Hz, on les voit allumées toutes les deux en permanence, signalant que c'est de l'alternatif. Comme la tension moyenne obtenue après un redressement parfait en deux alternances d'une tension sinusoïdale de valeur efficace e est :

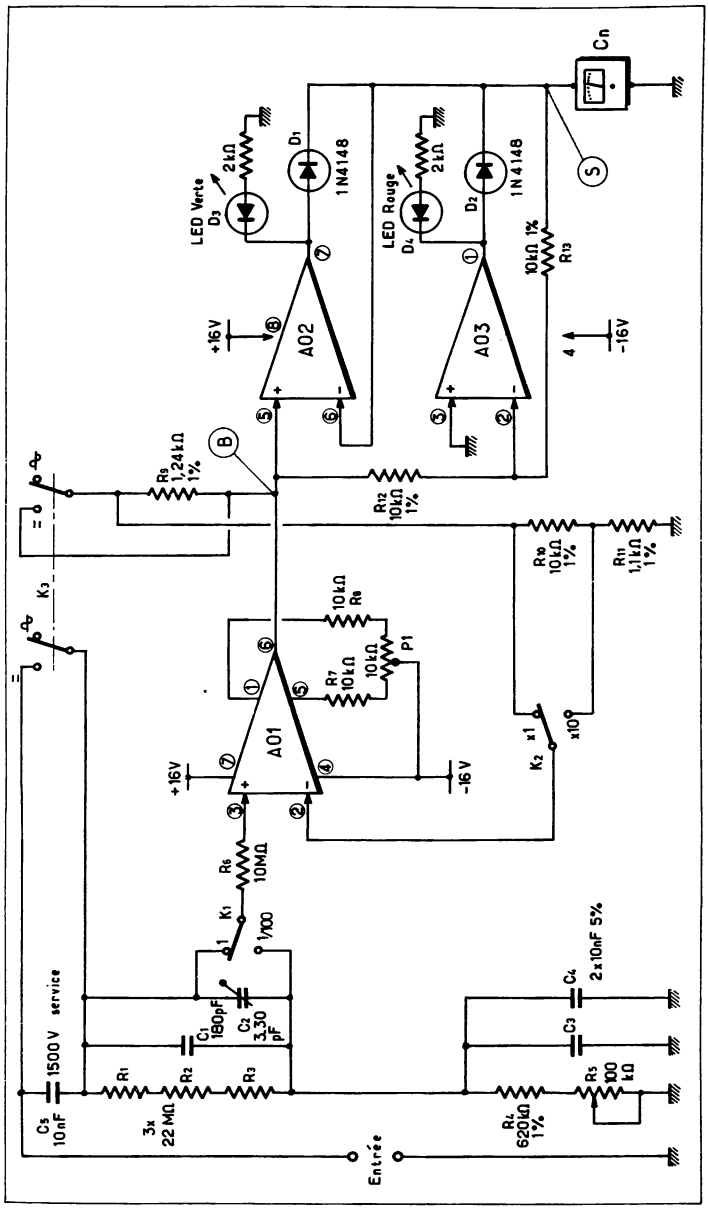


Fig. 15-5. — Schéma complet d'un adaptateur très perfectionné, permettant la mesure des tensions positives et négatives, même de l'alternatif. La polarité de la tension d'entrée est indiquée sur les L.E.D. D_3 et D_4. Le diviseur de tension d'entrée, ajusté à 100, permet d'étendre la gamme de mesure depuis quelques millivolts à près de 1 000 V.

L'amplificateur opérationnel AO_1 est un modèle à très haute résistance d'entrée, par exemple un CA 3140 (le CA 3130 ne convient pas car il ne supporterait pas l'alimentation en +16 V). Pour AO_2 on prend un modèle double. Le type μA 458 (double μA 741) peut convenir, mais il est limité en fréquence, le TL 082 est préférable.

$$2e\frac{\sqrt{2}}{\pi} \# 0{,}9e$$

le commutateur K_3, en position alternatif, multiplie le gain de AO_1 par l'inverse de cette valeur, soit 1,11, en même temps qu'il introduit un condensateur en série avec l'entrée pour éliminer la composante continue.

Une fois le tout réalisé et alimenté (on peut prendre ± 15 V, mais alors on ne va pas tout à fait jusqu'à 10 V_{eff} en alternatif direct sur l'entrée de AO_1), les ajustages à faire sont les suivants :

— on met une tension nulle à l'entrée, on prend le gain 10 sur AO_1 par K_2, on règle le potentiomètre de compensation d'offset P_1 jusqu'à rendre aussi faible que possible la tension de sortie;

— on règle le potentiomètre R_5 pour avoir un rapport de 100 en continu pour l'atténuateur d'entrée;

— on ajuste le condensateur C_2 pour avoir une indication exacte en tension alternative d'entrée, avec K_1 en position 1/100 et une fréquence de 1 kHz, K_3 étant sur « ∞ ».

Il faut choisir pour K_1 un commutateur à bon isolement, choisir un condensateur C_1 sans fuite (ce qui est assez facile pour 180 pF) et C_2 également sans fuite, condition assez facile à tenir pour un petit ajustable à air. Pour vérifier que C_1 et C_2 n'ont pas de fuites, on vérifie que l'on a la même mesure (en tension continue avec K_1 en position 1/100) si l'on enlève ou si l'on remet C_1 et C_2.

Mesure des tensions continues au voltmètre électronique

Précisons que nous entendons par « voltmètre électronique » un appareil dans lequel on utilise une amplification pour agir sur l'aiguille (s'il y en a une) ou pour attaquer le système de conversion analogique-digitale (s'il s'agit d'un appareil numérique).

Généralement, cette mesure est bonne, car la résistance d'entrée de ces instruments est grande. Toutefois, il est bon de connaître cette résistance, qui n'est pas toujours indiquée sur le panneau avant.

La solution est simple : on mesure une tension continue stable, d'abord directement (ce qui donne une lecture v_1), puis à travers une résistance connue R (ce qui donne une tension v_2). Pour cette deuxième mesure, surtout si R est élevée (ce qui peut être nécessaire pour avoir v_2 notablement inférieur à v_1), il faut prendre des précautions, en particulier placer éventuellement un condensateur en parallèle sur l'entrée du voltmètre, pour éviter que cette entrée puisse être perturbée par influence électrostatique.

La résistance R_V du voltmètre est alors égale à :

$$R_V = R\frac{v_2}{v_1 - v_2}$$

Il y a un point dont il convient de se méfier : la mesure des tensions positives ou négatives par rapport au châssis d'un appareil. Généralement, on pense que le voltmètre électronique s'utilise comme un contrôleur : il a deux connexions d'entrée, il suffit donc de le brancher dans le bon sens pour lire la tension avec une déviation qui correspond à une tension positive.

Dans le cas des voltmètres numériques, ce problème ne se pose pas, car ils permettent la lecture des deux polarités, avec une commutation automatique, comme le fait l'adaptateur de la figure 15-5.

Si l'on doit mesurer une tension en un point du montage, et que cette tension

soit négative par rapport à la masse du montage, il n'est pas toujours possible de connecter le voltmètre électronique comme le montre la figure 15-6 (on l'a monté ainsi parce que le voltmètre électronique ne comportait pas de commutation pour les tensions positives et négatives).

En effet, si la résistance interne de la source de tension, R, est élevée, on voit que, entre la masse M_1 de l'appareil dans lequel on mesure la tension du point (A) par rapport à cette masse, et la masse M_2 du voltmètre, il y a une résistance R élevée. Or, ces deux masses sont reliées à des ensembles de taille importante. On peut donc avoir une très forte influence électrostatique sur une des masses par rapport à l'autre, et nous aurons, à l'entrée du voltmètre, une très forte compo-

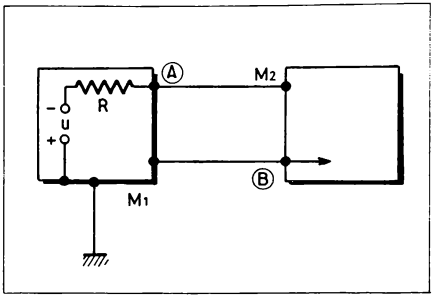


Fig. 15-6. — Un voltmètre électronique est dissymétrique à son entrée, un des pôles d'entrée étant sa masse M_2; la disposition représentée est donc contre-indiquée. Si la tension u à mesurer est négative par rapport à la masse M_1 de la source, le voltmètre doit être capable de la mesurer dans une configuration où sa masse est reliée à celle de l'appareil.

sante alternative (due à cette influence) superposée à la tension continue que l'on veut mesurer. La mesure en sera perturbée, éventuellement au point de ne plus avoir aucune signification.

Il est obligatoire de connecter la masse M_2 du voltmètre à la masse M_1 de l'appareil dans lequel on veut mesurer le potentiel du point (A) par rapport à M_1. Donc, si ce potentiel est négatif, le voltmètre électronique doit avoir une possibilité de mesure des tensions négatives par rapport à sa masse.

L'entrée d'un voltmètre électronique n'est pas semblable à celle d'un contrôleur, dans lequel les deux connexions jouent un rôle équivalent. Dans le voltmètre électronique, le plus souvent, l'entrée est faite par un câble coaxial, dont la gaine protège le fil central, lui évitant les influences électrostatiques parasites.

Il faut se méfier, dans les voltmètres numériques, de la « précision illusoire ». Ce n'est pas parce que l'on lit la tension avec cinq chiffres qu'il faut penser que tous ces chiffres ont une signification exacte.

Il y a, malheureusement, des réalisateurs de voltmètres numériques qui proposent des modèles à cinq chiffres ayant une précision d'étalonnage de 0,1 ou même 0,2 %. Alors, le dernier chiffre ne signifie rien, à part une variation relative.

Même si l'étalonnage est exact, il faut aussi prendre garde à la façon dont la tension est « échantillonnée » dans l'appareil. La présence d'une composante alternative, même faible, superposée à la tension continue que l'on veut mesurer, peut perturber fortement la lecture. Si l'on a un doute, le mieux est de procéder au filtrage de la tension à mesurer, par une simple cellule R-C (le condensateur en parallèle sur l'entrée du voltmètre et la résistance en série, cette résistance devant être très petite par rapport à la résistance d'entrée du voltmètre).

Mesure des intensités continues

La mesure des intensités est moins habituelle que celle des tensions. Elle commence, il faut le dire, par une opération désagréable : un coup de pince cou-

pante! En effet, il faut interrompre un circuit pour y insérer l'ampèremètre (ou le milliampèremètre, ou le microampèremètre, mais nous appellerons par la suite l'appareil de mesure : ampèremètre).

Il y a cependant une exception : l'appareil de mesure à pince. On connaît la pince-transformateur de courant, utilisée en alternatif, mais il y a des instruments qui utilisent une pince, de structure tout à fait différente, pour les mesures en continu. On ouvre la pince, on la referme autour du conducteur dans lequel passe un courant dont on veut connaître l'intensité, et on lit cette intensité sur une aiguille. C'est le fameux « CLIP ON D.C. CURRENT METER » des Américains. Il a l'avantage de ne produire aucune chute de tension pour le courant continu qu'il mesure, mais il ne faut pas oublier qu'il provoque l'apparition d'une tension induite (de quelques millivolts, il faut le dire) qui agit comme un générateur que l'on aurait placé en série dans le fil serré par la pince. Il est d'ailleurs exceptionnel que cette tension joue un rôle réellement perturbateur.

Quand on utilise cet instrument, la précaution à prendre est de démagnétiser la pince. Il y a une manœuvre, indiquée par le constructeur, qui permet de supprimer toute magnétisation parasite de la pince. Si l'on a oublié de faire cette démagnétisation, la mesure peut être entachée d'une erreur considérable, surtout pour les échelles de forte sensibilité (déviation pour toute l'échelle pour 1 mA par exemple).

On insiste beaucoup moins, en général, sur la perturbation apportée par un ampèremètre à cadre mobile. Ici, on ne parle plus d'ohms par volt, mais de « chute de tension à pleine déviation ». Un ampèremètre idéal aurait une résistance interne nulle; il présenterait donc une chute de tension nulle à ses bornes, même pour la pleine déviation.

Les modèles anciens de contrôleurs, dans lesquels les échelles « intensité » étaient souvent sacrifiées, présentaient des chutes de tension à pleine déviation qui allaient jusqu'à 3 V. Utilisables à la rigueur pour des mesures dans des circuits à tubes à vide, ils étaient totalement impossibles à employer dans des circuits sous basse tension.

Les modèles plus évolués ont des chutes de tension à pleine échelle de 0,5 ou 0,2 V. Les meilleurs ont des chutes qui sont réduites à 50 mV.

Pour s'assurer du degré de perturbation éventuelle apportée par un tel appareil à l'intensité qu'il est chargé de mesurer, le mieux est d'adapter à cette mesure la technique de la résistance parallèle, que nous avons indiquée pour les mesures de tension. Cette fois, nous placerons en *série* avec l'appareil une résistance égale à sa résistance interne. Cette résistance en série sera d'abord court-circuitée, et l'on lira i_1. On la dé-court-circuitera, et l'on lira i_2.

Si les deux valeurs sont presque égales, tout est parfait, l'appareil ne perturbe pratiquement pas l'intensité qu'il est chargé de mesurer.

Si elles diffèrent de 5 à 10 %, on peut corriger un peu la première lecture (exactement comme nous l'avons vu pour les approximations U′ et U″ dans la méthode de la résistance parallèle pour les mesures de tensions).

Si i_1 et i_2 diffèrent de plus de 10 %, cela signifie que l'ampèremètre est trop perturbateur, il faut utiliser un autre moyen pour mesurer l'intensité.

Intensités extrêmes

Pour les valeurs d'intensité très fortes, on peut utiliser la mesure de tension aux bornes d'une résistance très faible et connue. On fait passer, par exemple, le courant à mesurer dans un fil de cuivre d'une section de 1,2 mm^2 et l'on mesure

la différence de potentiel entre deux points de ce fil situés à 60 cm l'un de l'autre. Il y a, entre ces points, une résistance assez proche de 1/100 d'ohm. Chaque millivolt correspond donc à 0,1 A. Il vaut mieux étalonner le tout par comparaison avec un ampèremètre, mais c'est là un moyen commode, que l'auteur a souvent utilisé ... pour mesurer l'intensité de charge des accumulateurs de sa voiture, quand il devait les recharger dans son laboratoire.

La même technique est employée pour les mesures d'intensités très faibles. Là, on emploie une résistance très forte où passe le courant à mesurer. Par exemple, pour mesurer des courants de l'ordre de 1 nA ou un peu au-dessous, on peut utiliser une résistance de 10 $^9\Omega$, qui donne 1 V de chute de tension par nanoampère. Il faut évidemment mesurer cette chute de tension par l'intermédiaire d'un système à forte impédance d'entrée, par exemple un amplificateur opérationnel du genre CA 3130 ou CA 3140.

Dans ce cas, il vaut mieux, alors, éliminer la chute de tension dans la résistance par le montage de la figure 15-7 : la chute de tension aux bornes de R n'apparaît plus alors entre les bornes d'entrée A et B, qui sont toujours au même potentiel, comme si elles étaient en court-circuit, ce qui est idéal pour un ampèremètre. La

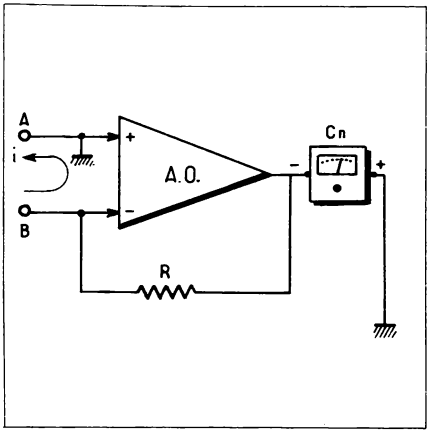


Fig. 15-7. — Pour mesurer une intensité continue faible, le mieux est d'utiliser un amplificateur opérationnel à haute résistance d'entrée, comme le CA 3130, en transformateur courant-tension.

tension aux bornes de R se trouve en tension négative de sortie par rapport à la masse; il faut donc alimenter l'amplificateur opérationnel avec une tension positive par rapport à la masse au moins égale à 4 V et une tension négative par rapport à la masse, au moins égale, en valeur absolue, à la tension que l'on aura aux bornes de R.

La difficulté que l'on rencontrera est souvent de trouver la résistance R, car ces types de très hautes valeurs sont chers et vendus en fort peu de points. On peut donc, dans certains cas, remplacer R dans le schéma de la figure 15-7 par un condensateur. Le convertisseur courant-tension devient alors un intégrateur : on mesure la vitesse de variation de la tension de sortie. Connaissant C et la valeur de cette vitesse de variation dS/dt, on en déduit i :

$$i = C \frac{dS}{dt}$$

Par exemple, avec un condensateur de 100 pF, si l'on trouve une tension S qui varie de 1 V en 5 s (cette vitesse est facile à mesurer avec un contrôleur et un chronomètre), on en déduit que :

$$i = 10^{-10}\,\frac{1}{5} = 2 \cdot 10^{-11}\ \text{A} \qquad \text{soit} \qquad 20\ \text{pA}.$$

C'est ainsi, en particulier, que l'on mesure facilement le courant de fuite (ou le courant d'entrée) des amplificateurs opérationnels à haute résistance d'entrée (comme les CA 3130 et analogues). Évidemment, lors d'une telle mesure, il faut faire attention à toute perturbation qui pourrait provenir d'une influence électrostatique : en approchant du montage un morceau de plastique électrisé par frottement, on peut noter une variation importante de la tension de sortie. Pour se prémunir contre ces influences, il est bon de faire les essais en plaçant le montage dans une boîte métallique reliée à la terre, d'éviter de faire les mesures quand quelqu'un peut passer à proximité, et de limiter au strict minimum ses propres mouvements.

Notons, pour terminer, que plusieurs appareils de mesure prévus pour certaines gammes comportent des gammes supplémentaires « gratuites », par exemple dans le cas d'un excellent voltmètre numérique, qui a une résistance d'entrée de 10 MΩ exactement sur toutes ses gammes, les échelles correspondant à la sensibilité maximale sont 200 mV pour les tensions et 200 μA pour les intensités. Si l'on utilise la gamme 200 mV et qu'on la considère comme une gamme de mesure d'*intensité*, elle correspond alors à une gamme de 20 nA (avec chute de tension maximale de 0,2 V). Nous avons donc « gratuitement » une gamme de 20 nA; en shuntant l'entrée de l'appareil par une résistance de 100 kΩ de précision (101 kΩ si on veut tenir compte de la 10 MΩ d'entrée), nous aurons alors une gamme 2 μA.

15-2. — CAS DES GRANDEURS ALTERNATIVES

S'il s'agit de tensions et d'intensités alternatives, les remarques faites plus haut à propos de l'influence perturbatrice des appareils de mesure restent valables, à ceci près qu'il peut s'y ajouter des perturbations dues aux capacités parasites.

C'est ainsi que, si l'on utilise un millivoltmètre alternatif de bonne qualité dont la résistance d'entrée est de 10 MΩ, il faudra bien avoir présent à l'esprit que, maintenant, c'est l'*impédance* d'entrée qui compte. Or, nous pouvons avoir, en parallèle sur les 10 MΩ d'entrée, une capacité parasite importante : elle atteindra tout de suite une centaine de picofarads si nous employons, à l'entrée, un câble coaxial de plus d'un mètre. Or un condensateur de 100 pF présente une impédance de l'ordre de 10 MΩ à 150 Hz, donc, à cette fréquence, l'impédance d'entrée est déjà réduite de 30 %, puisqu'elle ne vaut plus, en module, qu'environ 7 MΩ. A 1,5 kHz, l'impédance d'entrée ne vaut plus que 1 MΩ (la 10 MΩ d'entrée ne compte pratiquement plus). A 1,5 MHz, nous n'aurions plus que 1 kΩ d'impédance d'entrée : si nous essayons d'utiliser notre millivoltmètre à cette fréquence, nous allons perturber totalement la valeur à mesurer (à moins que le signal étudié ne soit fourni par une source ayant une cinquantaine d'ohms de résistance interne).

C'est pourquoi, dès qu'il s'agit de fréquence un peu élevée, il faut prendre des précautions spéciales contre toute capacité parasite.

Il arrive même que, pour déceler, par exemple, la résonance d'un circuit, on soit amené à placer en série avec l'entrée du millivoltmètre un condensateur de 1 pF, situé tout au bout du câble, tout près du point où l'on veut mesurer la variation d'amplitude H.F. Évidemment, ce condensateur forme, avec la capacité parasite d'entrée (y compris celle du câble), un diviseur de tension qui peut avoir un rapport de l'ordre de 100. La tension lue est alors cent fois plus faible que

la tension réelle, mais on peut tout de même déceler son passage par un maximum, sans perturber pour cela la source de tension, puisque l'on ne rajoute que près d'un picofarad de capacité parasite en faisant la mesure.

Si la tension H.F. à mesurer est grande, on pourra utiliser un diviseur passif, par exemple capacitif comme nous venons de le faire. Si elle est faible, on pourra avantageusement employer une sonde active, comportant un amplificateur abaisseur d'impédance, de gain unité (par exemple un étage collecteur commun, ou un amplificateur opérationnel à large bande monté en suiveur).

Le problème de la forme d'onde

En plus des difficultés signalées ci-dessus, il s'en ajoute une autre, liée à la forme d'onde du signal dont on veut mesurer la tension.

On sait que, lorsque l'on donne la valeur d'une tension alternative exprimée en volts, il s'agit, sauf indication expresse du contraire, de sa « tension efficace ». C'est cette tension qui est désignée dans les ouvrages américains par les initiales « RMS » (Root Mean Square = racine carrée de la valeur moyenne du carré).

Or, de nombreux appareils de mesure utilisés en tensions alternatives procèdent par redressement d'une ou deux alternances de la période et mesure de la valeur moyenne obtenue après redressement, en tenant compte d'un facteur de correction. Il convient d'avoir toujours présent à l'esprit que cette façon de faire n'est valable *uniquement* que pour une *forme d'onde donnée*, et que de tels appareils sont presque toujours étalonnés en supposant que cette forme d'onde est une *sinusoïde*.

On sait que, si l'on part d'une tension sinusoïdale de valeur efficace e, la valeur moyenne que l'on obtient après un redressement parfait des deux alternances est :

$$u = 2e\frac{\sqrt{2}}{\pi} \quad \text{ou} \quad 0{,}9\,e \text{ à } 0{,}03\,\% \text{ près}$$

Évidemment, si l'on ne redresse qu'une alternance, la tension moyenne est moitié moindre.

Seulement, avec un appareil gradué en fonction de ce coefficient 0, 9, si nous mesurons une tension alternative en signaux carrés d'amplitude maximale $\pm a$, dont la valeur efficace est aussi a, la lecture est de 0,9 a, soit une erreur de 10 %.

Avec une tension en dents de scie, d'amplitude maximale $+a$, la lecture sur la moyenne nous donne 0,45 a, alors que la valeur efficace vraie est de 0,58 a; nous avons une lecture à 20 % en-dessous de la valeur efficace vraie.

Nous voyons donc que l'utilisation d'un redressement à deux alternances suivi d'une mesure de la valeur moyenne avec le coefficient 0,9 peut conduire à une erreur importante. Nous risquons d'avoir des erreurs encore plus grandes si l'on utilise la mesure de tension de *crête* avec le coefficient $\sqrt{2}$. Or, dans de nombreux millivoltmètres électroniques, c'est cette méthode que l'on emploie.

On en conclut donc que la mesure des tensions alternatives doit presque obligatoirement s'accompagner d'un examen à l'oscilloscope de la forme d'onde du signal dont on veut mesurer la tension efficace.

Il y a cependant un moyen d'obtenir une lecture valable : l'utilisation des voltmètres « efficace vrai » (désignés par les initiales TRMS ou « True RMS »). Ils procèdent en prenant réellement la valeur efficace selon la définition. Le signal d'entrée est appliqué (fig. 15-8) à un premier circuit qui donne une tension de sortie proportionnelle au carré de la tension d'entrée. La tension de sortie est

alors filtrée, pour en avoir la valeur moyenne, puis appliquée à un circuit qui prend la racine carrée de la tension moyenne obtenue.

Pour obtenir le carré, nous employons un premier multiplieur analogique à quatre quadrants, M_1, dont on attaque les deux entrées (nous avons déjà rencontré ce système sur les figures 6-7 et 11-2).

Sa tension de sortie est donc e^2. Le filtre R-C nous en donne la valeur moyenne :

$$V = \overline{e^2}$$

Nous utilisons maintenant un second multiplieur, M_2, dans la boucle de contre-réaction d'un amplificateur opérationnel. Comme ce dernier ramène

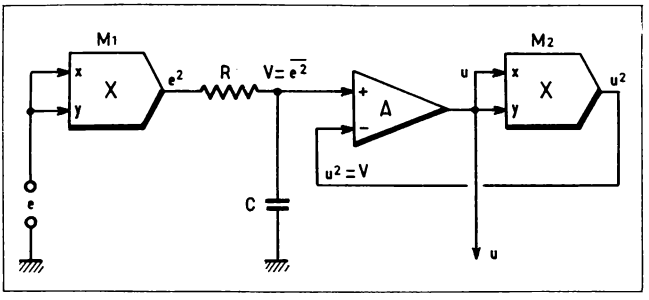


Fig. 15-8. — Structure du montage permettant la mesure réelle de la tension efficace. Le premier multiplieur, M_1 (par exemple un 8013 INTERSIL) fournit une tension de sortie proportionnelle au carré de la tension d'entrée, le filtre R-C en prend la valeur moyenne. Le second multiplieur, M_2, utilisé dans une boucle de contre-réaction prend la racine carrée de la valeur moyenne V. Le tout se réalise maintenant dans un seul circuit intégré.

toujours son entrée « — » au même potentiel que son entrée « + », il appliquera donc aux entrées x et y de M_2 (il faut attaquer les deux entrées pour obtenir un circuit élevant au carré) la tension u telle que $u^2 = V$.

Cette tension u est donc la racine carrée de V, soit la valeur efficace de e.

Signalons que certains multiplieurs possèdent un amplificateur opérationnel intégré, l'ensemble de A et de M_2 se réalise donc avec un seul boîtier.

On peut avoir encore mieux : il y a maintenant d'excellents circuits prévus pour réaliser en un seul boîtier la fonction du montage de la figure 15-8. On leur applique une tension d'entrée e, ils fournissent en sortie une tension proportionnelle à la valeur efficace vraie de e.

Seulement, ces circuits sont actuellement limités en fréquence à la gamme A.F. (de quelques Hertz à 20 kHz) sauf certains modèles très spéciaux.

Ils représentent une solution parfaite pour la mesure des tensions efficaces dans cette gamme. Mais, quand on veut aller plus loin en fréquence, on est obligé de recourir à d'autres méthodes. Même les multiplieurs classiques sont limités en fréquence. On doit alors recourir aux méthodes utilisant des diodes pour obtenir une caractéristique parabolique, prenant le carré d'une tension dans une large bande de fréquence.

L'emploi d'un appareil donnant la valeur efficace vraie est particulièrement important dans les deux cas suivants :

— les mesures de bruit (pour lesquelles il est impossible de donner un rapport entre la valeur moyenne et la valeur efficace);

— les mesures de tensions et de courants dans les montages industriels utilisant des découpages de courants alternatifs ou continus par des thyristors ou des transistors.

Signalons toutefois que, pour ce dernier cas, on peut faire appel aux contrôleurs universels du type « ferromagnétique », car ils sont quadratiques par conception, ils donnent donc une indication efficace directement. Mais, outre une précision assez douteuse, ils ont une résistance interne lamentable (on descend souvent à 500 Ω/V ou moins) et leurs échelles ne sont pas linéaires. Dans le cas des montages industriels de forte puissance, la faible résistance interne du contrôleur ferromagnétique ne pose pas de problèmes. La lecture, en revanche, est moins facile que celle d'un appareil à cadre mobile, en raison de la non-linéarité des échelles.

15-3. — MESURE DES RÉSISTANCES ET IMPÉDANCES

En principe, ce type de mesure n'entre pas dans le cadre de ce livre : il ne s'agit pas d'une détermination des caractéristiques d'un signal.

Nous dirons cependant quelques mots sur le sujet, car celui qui veut produire des signaux doit très souvent faire de telles mesures, qui s'apparentent assez directement aux mesures de tension et de courant.

Mesures des résistances au contrôleur universel

Cette méthode est assez bonne pour mesurer des valeurs de résistances (nous entendons par là les éléments, ou « resistors » en Anglais, pour lesquels nous utiliserons le néologisme de « résisteurs »). A condition de bien vérifier les tarages de l'appareil (déviation à fond pour un court-circuit des cordons), on a une indication valable, avec une précision de l'ordre de 5 à 10 %.

Mais il ne faut pas oublier que, pour ces mesures, le contrôleur est une source de tension. Il y a donc une certaine tension entre les cordons, et un courant peut passer dans l'élément dont on mesure la résistance.

Il y a des cas où le courant peut être dangereux pour cet élément. Il ne le sera pas pour un « résisteur », mais il peut l'être si l'on désire mesurer la résistance du cadre d'un galvanomètre : il se peut qu'on envoie dans ce dernier dix ou vingt fois l'intensité qui le fait dévier à fond.

La tension peut aussi être dangereuse, en particulier pour certaines jonctions de semiconducteurs. L'auteur se rappelle âprement le massacre qu'il a commis, en voulant vérifier la valeur de résistance qu'il y avait, entre une ligne de remise à zéro de plusieurs décades de comptage dans un montage, et la masse : toutes les décades furent tuées sur le coup.

D'autre part, rappelons que l'on ne peut utiliser la méthode du contrôleur que pour la mesure de résistance dans des éléments ne comportant pas de sources de tension. D'autre part, il est à peine besoin de rappeler que la valeur indiquée correspond à la résistance « apparente » (quotient de la tension aux bornes par le courant qui passe). Il ne saurait être question, par exemple, d'utiliser la méthode pour la mesure de la résistance dynamique d'une diode Zener : il faut, pour avoir cette valeur, faire le quotient de la *variation* de tension à ses bornes par la *variation* d'intensité qui lui a donné naissance. Toute mesure au contrôleur, faite dans le but de vérifier la qualité d'un transistor, par exemple, est rigoureusement sans aucune valeur. Le transistor peut parfaitement avoir une fuite collecteur très

faible et se voir accuser par le contrôleur d'avoir une résistance d'isolement (notion qui n'a aucun sens) insuffisante; tout simplement parce que le courant de fuite très faible, passe sous une tension minuscule, donnant un quotient appelé (à tort) « résistance d'isolement » relativement bas. Le même transistor garde le même courant de fuite pour une tension collecteur-base cent fois plus forte, donc il est bon, alors que la « mesure » semble indiquer qu'il est mauvais. Si nous insistons sur ce fait, c'est parce que nous avons vu (plutôt cent fois qu'une) des quantités de gens faire un tel essai.

Le contrôleur numérique est meilleur pour les mesures de résistances, car il utilise des tensions plus réduites et envoie des intensités beaucoup plus petites que son homologue à aiguille.

Mesures d'impédances

Il existe des quantités de ponts de mesure pour les différentes impédances. Ils sont forts bons, mais généralement coûteux. Il y a bien des cas où l'on peut procéder à une mesure d'impédance d'une façon plus simple, en sacrifiant un peu sur la qualité de la mesure.

La méthode la plus classique consiste à faire passer (fig. 15-9) un courant alternatif sinusoïdal dans l'impédance Z à mesurer et dans un résisteur (nous rappelons le sens de notre néologisme : il s'agit de R l'élément doué de résistance appelé « resistor » en anglais) dont la valeur R est bien connue.

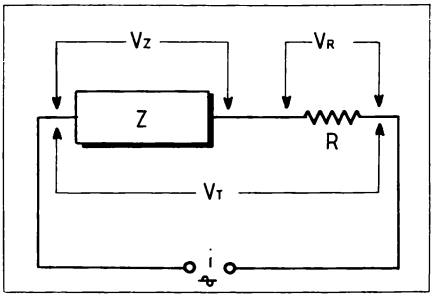


Fig. 15-9. — Pour la mesure du module d'une impédance Z, un bon moyen consiste à la placer en série avec un élément résistant R et à faire passer dans les deux un courant alternatif. On mesure la tension V_z aux bornes de Z et la tension V_R aux bornes de R.

On mesure alors la tension v_R aux bornes du résisteur et la tension v aux bornes de l'impédance. La valeur de Z (en module) est alors :

$$Z = R \frac{v_Z}{v_R}$$

La seule limitation à la méthode vient de l'appareil utilisé pour mesurer v_Z et v_R : il faut qu'il ait une impédance d'entrée très supérieure à R et à la valeur de Z que donne le calcul ci-dessus. Cela dit, il peut sans inconvénient donner des indications relativement erronées (par exemple parce qu'on l'utilise en dehors de sa gamme normale de fréquence), puisque l'on emploie le rapport de deux mesures.

Il est à noter qu'il est intéressant, dans le cas de mesure faite suivant le principe de la figure 15-9, de mesurer la tension totale V_T: plus elle est proche de la somme $v_Z + v_R$, plus le déphasage apporté par Z est petit.

Bien entendu, toute mesure d'impédance n'a de sens que si l'on note la valeur de la fréquence à laquelle on a fait cette mesure.

Mesure de l'impédance interne des sources

Pour une telle mesure, extrêmement importante en raison du caractère perturbateur de la dite impédance interne, on ne peut évidemment utiliser aucune des méthodes indiquées ci-dessus.

On trouve souvent, dans des traités, la méthode qui consiste à charger la source par un résisteur à valeur variable, jusqu'à ce que la tension de sortie soit la moitié de ce qu'elle était à vide : la valeur de la résistance du résisteur est alors égale à l'impédance interne de la source. Dans certains cas, cette méthode est utilisable, mais, dans beaucoup d'autres cas, son application relève du « meurtre (de source) avec préméditation ». En effet, on imagine assez facilement ce que donne une telle mesure, appliquée à une batterie d'accumulateurs de voiture, donnant environ 12 V avec une résistance interne de l'ordre du centième d'ohm!

La méthode la plus recommandable consiste à charger la source par un résisteur de résistance connue, suffisamment élevée pour que la source supporte sans dommage le courant débité, et de mesurer la tension v_2 aux bornes de la source chargée, après avoir mesuré la tension v_1 aux bornes de la source non chargée. L'impédance interne de la source est alors, en module :

$$Z_i = \frac{v_1 - v_2}{v_2} R$$

Par exemple, si une pile donne une tension à vide de 4,53 V, et que l'on mesure $v_2 = 4{,}42$ V si la pile est branchée sur un résisteur ayant une résistance de 100 Ω, on peut en déduire que la résistance interne de la pile est :

$$\frac{4{,}53 - 4{,}42}{4{,}42} 100 = 2{,}5\ \Omega$$

Plus l'impédance interne de la source est faible, plus la mesure devient délicate, les valeurs v_1 et v_2 étant très proches l'une de l'autre.

S'il s'agit de mesures en alternatif, la difficulté est maximale. Dans le cas des mesures en continu, on peut améliorer beaucoup les résultats si l'on dispose d'un voltmètre électronique à très grande résistance d'entrée, par la méthode illustrée sur la figure 15-10.

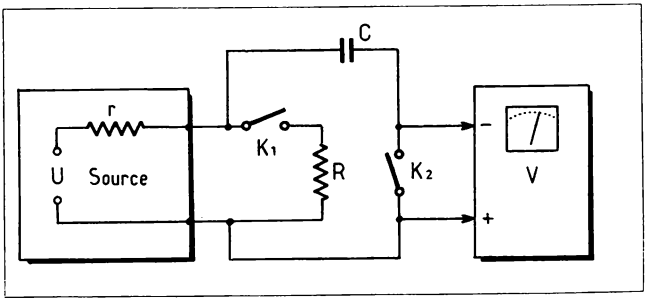


Fig. 15-10. — Si l'on veut connaître la résistance interne d'une source, quand cette résistance est faible, on peut utiliser le condensateur C comme « mémoire de tension », permettant de retrancher de la tension de sortie de la source une valeur constante, donc d'apprécier une faible variation de cette tension au moyen du voltmètre électronique V.

Le condensateur C doit être choisi d'une capacité telle que la résistance d'entrée du voltmètre V ne le décharge que de quelques pour cent en une dizaine de secondes; en d'autres termes, on prend C tel que le produit :

$$C \times R_V \text{ (R_V étant la résistance d'entrée du voltmètre)}$$

soit au moins égal à une centaine de secondes. Avec le montage adaptateur de la figure 15-5, par exemple, il suffit de prendre $C = 2{,}2\ \mu F$.

On ferme K_2 et on ouvre K_1, puis on établit la liaison par C. Ce condensateur se charge alors à la tension v_1, le voltmètre indique zéro.

On ouvre alors K_2, le voltmètre indique toujours zéro, puis on ferme K_1. La tension à la sortie de la source passe alors de v_1 à v_2, et, comme la tension aux bornes de C ne change pratiquement pas en un temps court, nous pouvons lire sur le voltmètre, avec un signe —, la valeur

$$v_1 - v_2$$

On peut utiliser, pour cette lecture, une gamme de forte sensibilité, on aura ainsi la possibilité de faire la mesure avec une différence très faible entre v_1 et v_2.

Il y a aussi une méthode pour mesurer une très faible variation de tension : on emploie une alimentation bien stabilisée, ajustée à une valeur donnée de tension, dont on met la sortie en opposition avec la tension dont on veut mesurer la variation. On ajuste la tension de l'alimentation stabilisée jusqu'à ce que la différence devienne très faible, ce qui permet de la mesurer avec un contrôleur réglé sur une forte sensibilité. Dès lors, toute variation de la tension que l'on étudie sera facile à lire.

C'est ce principe qui est utilisé sur les voltmètres différentiels, comportant une source de tension étalon, des diviseurs de tension étalonnés en décades progressives, et un appareil de mesure de différence de tension.

Une dernière précaution à prendre lors de la mesure des résistances internes très faibles : éviter systématiquement l'introduction d'une résistance parasite de connexion ou de contact en série avec la résistance interne que l'on veut déterminer. Par exemple, si l'on veut mesurer la résistance interne d'une bonne alimentation stabilisée (qui peut être de l'ordre du millième d'ohm), il ne faut évidemment

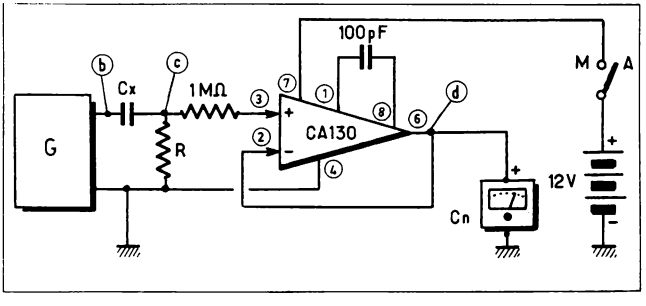


Fig. 15-11. — On réalise facilement un capacimètre avec un générateur de signaux carrés G suivi d'un circuit C_x-R (R connu) et en appliquant le tout à un amplificateur opérationnel du type CA 3130, monté en suiveur : la tension moyenne de sortie est proportionnelle à la capacité C_x, à la résistance R, à la fréquence des signaux de G et à leur amplitude.

pas faire la mesure de tension sur le fil serré sous la borne de l'alimentation (résistance de contact) et encore bien moins au bout de ce fil : un fil de cuivre de 2 mm^2 de section et de 1 m de longueur présente une résistance de 8 mΩ.

Mesure des capacités

On peut, bien entendu, mesurer l'impédance du condensateur inconnu à une fréquence déterminée. Il est souvent plus simple :

— pour un condensateur d'assez forte valeur, de déterminer le temps qu'il met pour se décharger de 50 % sur un résisteur de résistance R, sa capacité sera égale à ce temps, majoré de 40 % et divisé par R;

— pour un condensateur de petite capacité, de réaliser le montage de la figure 15-11. Les formes d'ondes en (*b*), (*c*) et (*d*) sont celles que nous avons trouvées sur la figure 14-5. Le générateur G (qui peut être un simple multivibrateur) fournit un signal rectangulaire symétrique d'amplitude A et de fréquence F. La tension moyenne, lue sur le contrôleur V, tension qui doit être inférieure au sixième de A, est égale à :

$$v = A\ F\ R\ C_x$$

Avec une fréquence de 1 kHz et une amplitude A de 10 V, on a donc une tension v de 1 V pour $C_x = 100$ pF en prenant $R = 1$ MΩ.

Comme il est fréquent, dans un laboratoire, d'avoir un générateur de signaux rectangulaires, et que le montage adaptateur de la figure 15-3 est très utile, on voit que l'« appareil » de la figure 15-11 se monte en utilisant uniquement un résisteur de résistance R connue, en plus du générateur et de l'adaptateur. Le tout ne prend que quelques minutes, et l'on est fixé sur la valeur de la capacité d'un condensateur quand, comme cela arrive trop souvent, le marquage est effacé ou incompréhensible.

CHAPITRE 16

Étude des formes d'ondes

Quand il s'agit de produire ou de transformer un signal, il est évidemment essentiel de savoir si l'on a bien obtenu le résultat désiré, donc de connaître la forme d'onde.

Il est bien évident que, dans ce domaine, l'instrument-clef est l'oscilloscope, dont l'étude constituera l'essentiel de ce chapitre. Mais il y a aussi des moyens d'étudier une forme d'onde sans la tracer sur le fond d'un tube cathodique. En particulier, quand on désire produire une tension sinusoïdale pure, il est plus indiqué de mesurer son taux de distorsion en utilisant un distorsiomètre que de l'examiner à l'oscilloscope.

16-1. — EMPLOI DE L'OSCILLOSCOPE

Pour utiliser au mieux un oscilloscope, il faut :
— bien connaître ses caractéristiques;
— régler tout ce qui peut l'être (étalonnages);
— observer certaines règles d'utilisation.

Détermination des caractéristiques de l'oscilloscope

La première caractéristique de l'oscilloscope est, en général, sa bande passante, ou son temps de montée, à notre avis plus important que la bande passante, mais lié à cette dernière dans une certaine proportion.

Pour déterminer le temps de montée, le mieux est d'attaquer l'entrée de l'oscilloscope par un signal à flanc parfaitement raide, pour observer ce qu'il devient, vu sur le cadran. Le problème est donc la production de ce signal.

Une solution assez bonne est l'emploi du multivibrateur astable à diode tunnel. Son schéma est indiqué par la figure 16-1. On a intérêt à utiliser une diode tunnel dont le courant « pic » soit aussi élevé que possible, une 22 mA est très bonne, une 10 mA moins, et une 4,7 mA nettement limitée.

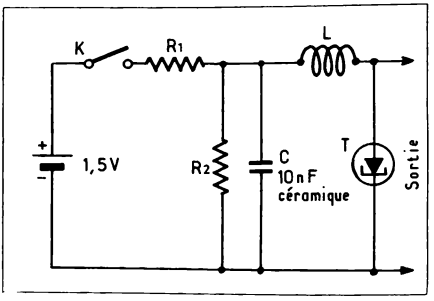


Fig. 16-1. — Schéma du multivibrateur à diode tunnel que l'on peut utiliser pour mesurer le temps de montée d'un oscilloscope : le temps de montée du signal aux bornes de la diode peut être inférieur à la nanoseconde.

Le diviseur de tension R_1/R_2, qui doit consommer un courant assez notable pour avoir un bon fonctionnement (au moins 3 fois le courant pic de la diode tunnel), fournit la tension d'alimentation, qui doit être entre 0,18 et 0,28 V au point (A).

Le bobinage L doit avoir un coefficient de self-induction de l'ordre de 1 à 2 μH. On le réalise, par exemple, avec 10 tours de fils de 8/10 étamé nu sur un mandrin fileté de 15 mm de diamètre, sur une longueur de 10 mm. La sortie doit être connectée directement à l'entrée de l'oscilloscope, sans sonde, avec des fils aussi courts que possible. Si l'on peut, on montera la diode tunnel dans une fiche BNC ou autre, adaptée à l'entrée de l'oscilloscope.

On peut montrer théoriquement que, si L est le coefficient de self-induction de la bobine, et C la capacité parasite d'entrée de l'oscilloscope (nous verrons plus loin comment on la détermine), il faut que l'on ait :

$$I_p \sqrt{\frac{L}{C}} > 0{,}5$$

ce 0,5 au second membre vient de la tension de « pic direct » (V_{FP}) de la diode tunnel, le calcul étant fait en négligeant la tension de pic (environ 50 mV) de cette diode. La condition que nous venons d'écrire exprime que l'énergie contenue dans le bobinage est suffisante pour provoquer le basculement du multivibrateur, en faisant franchir la valeur V_{FP} à la diode tunnel.

Il est d'ailleurs préférable que la valeur :

$$I_p \sqrt{\frac{L}{C}}$$

soit nettement supérieure à 0,5 V, qu'elle dépasse 1 V par exemple. On peut en déduire que, pour une capacité C de 40 pF (valeur assez courante), il faut que L soit supérieur à 0,4 μH pour une diode tunnel de $I_P = 10$ mA et supérieur à 1,6 μH pour une diode de $I_P = 5$ mA.

Le temps de montée réel du signal donné par la diode tunnel (il ne faut utiliser que le flanc montant du signal) est assez voisin de :

$$T_r = 0{,}5\frac{C}{I_p}$$

Par exemple, avec une diode ayant un courant pic de 22 mA et si C = 40 pF, on trouve à peu près 1 ns. Ce signal conviendra fort bien pour mesurer un temps de montée qui peut descendre jusqu'à 4 ns.

A ce propos, rappelons que, quand un amplificateur qui a un temps de montée t_r amplifie un signal dont le temps de montée propre est T_r, le temps de montée du signal en sortie est :

$$\sqrt{t_r^2 + T_r^2}$$

Détermination de la résistance d'entrée

Il s'agit là d'une mesure très facile quand l'oscilloscope transmet la composante continue (c'est le cas de la quasi-totalité des oscilloscopes actuels). On applique directement à l'entrée une tension continue, qui provoque une déviation du spot que l'on peut mesurer facilement. On interpose, en série entre la source et l'entrée de l'oscilloscope, une résistance connue, et l'on mesure la nouvelle valeur de la déviation.

Si, par exemple, avec une tension de 1 V, on a une déviation de 50 mm du spot et que, en interposant une résistance de 2,2 MΩ entre la source de 1 V et l'entrée, on ne trouve plus que 15,7 mm de déviation, on en déduit que la résistance d'entrée est de :

$$2{,}2.10^6 \frac{15{,}7}{50 - 15{,}7}$$

soit environ 10^6 Ω (1 MΩ).

Si l'oscilloscope ne passe pas la composante continue, on remplace la tension continue, pour cette mesure, par du 50 Hz et l'on mesure la déviation crête à crête.

Pour la meilleure précision de la mesure, il est bon de recommencer l'essai ci-dessus avec une résistance extérieure égale à la valeur que l'on a trouvée dans le premier essai.

Détermination de la capacité d'entrée

On attaque l'entrée de l'oscilloscope par un signal à flancs bien rectangulaires, à 10 kHz par exemple, ou à une fréquence un peu plus élevée, à travers une résistance extérieure R de l'ordre de 1 à 10 fois la résistance interne d'entrée que l'on vient de mesurer (appelons R_i cette résistance interne). On lit alors la constante de temps du signal, comme le montre la figure 16-2. Il faut, pour cela, matérialiser sur le cadran de l'oscilloscope la tangente à la forme d'onde, en appliquant, par exemple, une règle transparente portant un trait gravé. On peut alors noter le point P où cette tangente coupe le prolongement de la partie horizontale de la forme d'onde.

La lecture de la valeur T n'a de valeur que si ce temps est :

— bien mesuré (pas trop petit sur le cadran);

— inférieur au tiers de la durée T′ de la partie haute de la forme d'onde;

— notablement plus grand (au moins 3 ou 4 fois) que le temps de montée de l'oscilloscope, déterminé plus haut.

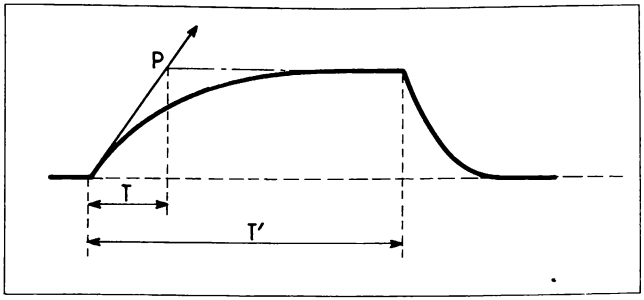


Fig. 16-2. — Le signal que l'on voit sur un oscilloscope, attaqué par un signal rectangulaire parfait, à travers une résistance extérieure R, si la résistance interne d'entrée de l'oscilloscope est R_i et sa capacité d'entrée C, se trouve intégré. On peut, par un tracé de tangente, mesurer la constante de temps correspondant au produit de C par la mise en parallèle de R et de R_i, on en déduit la valeur de C.

Comme ce temps T est égal à :

$$T = C\frac{R\,R_i}{R + R_i}$$

et que l'on connaît déjà R_i, on peut calculer C.

Par exemple, prenons le cas d'un oscilloscope dont la résistance interne d'entrée soit de 1 MΩ et dont nous savons qu'il a un temps de montée de l'ordre de 20 ns. Nous utilisons une résistance R de 1,5 MΩ et la mesure, avec une fréquence de 5 kHz, nous a donné un temps T de 26 μs (court par rapport à T′ = 100 μs, bien lisible avec une vitesse de balayage de 5 μs/cm, très long par rapport au temps de montée de 20 ns). Comme la mise en parallèle de R (1,5 MΩ) et de R_i (1 MΩ) donne 600 kΩ nous en déduisons que C = 43 pF.

Pour une telle mesure, un signal carré à 10 kHz aurait été déjà un peu trop rapide : la durée T′ de la partie haute, pour un signal symétrique, étant de 50 μs, le temps T de 26 μs est trop long par rapport à cette valeur. La forme d'onde que nous aurions obtenue n'aurait pas eu l'aspect de la figure 16-2, la tension n'ayant pas pu arriver à sa valeur finale pendant le temps T′.

Vérification des linéarités horizontale et verticale

En ce qui concerne la déviation horizontale, nous parlerons plus loin de l'étalonnage de la vitesse. Il s'agit simplement, devant un oscilloscope inconnu (ou qui peut avoir été déréglé), de voir à quel point on peut se fier aux graduations du « graticule » pour les mesures de temps (mesures relatives) ou d'amplitude.

Pour ce qui est des graduations horizontales, le mieux est d'utiliser un oscillateur de relaxation à fréquence stable (la fréquence n'a pas besoin d'être précise, il suffit qu'elle reste constante pendant la mesure et que les signaux ne soient pas modulés en phase). On envoie la tension de cet oscillateur à l'entrée Y de l'oscilloscope (déviation verticale), et l'on synchronise correctement le balayage. Il est facile alors de vérifier la régularité de l'espacement des périodes sur le tube cathodique.

Pour la linéarité verticale, la solution de choix est la tension en marches d'escalier, qui permet de vérifier la linéarité en Y indépendamment de la linéarité

en X, par mesure de la hauteur des différentes marches. Si la linéarité en X a déjà été vérifiée, et qu'on l'a trouvée bonne, on peut se contenter d'une tension en dents de scie pour la vérification de la linéarité verticale.

Réglages de l'oscilloscope

Le premier de tous, souvent négligé, est celui de la sonde.

On *PEUT, A L'EXTRÊME RIGUEUR,* utiliser un oscilloscope sans sonde, avec un simple fil, reliant l'entrée Y de l'amplificateur vertical au phénomène à étudier. Il s'agit là de la dernière des méthodes, que l'on utilise si c'est rigoureusement indispensable, ou parce que l'on ne peut absolument pas faire autrement. Mais il faut bien avoir présent à l'esprit le fait que :

— on charge par un condensateur parasite le point du montage dont on veut connaître la forme d'onde, ce qui est susceptible de modifier totalement le fonctionnement du montage, voire de l'empêcher;

— on récolte, sur le fil de liaison, surtout si la résistance interne de la source constituée par le point du montage est grande, des tensions parasites, qui seront vues en superposition avec la forme d'onde normale, et qui pourront, elles aussi, perturber ou empêcher le fonctionnement du montage;

— on constitue, par le fil en question, une sorte d' « antenne », par laquelle le signal à examiner, surtout s'il présente des flancs raides, peut perturber, par action électrostatique, d'autres points du montage.

En utilisant, à la place d'un simple fil, un fil blindé, on élimine partiellement les deux derniers des trois inconvénients cités ci-dessus, mais on augmente la capacité parasite d'entrée de l'oscilloscope, donc la perturbation éventuelle du signal (ou du montage qui le fournit) par cette capacité.

On améliorera les choses en choisissant un bon fil blindé, dont la capacité par unité de longueur et la longueur soient aussi faibles que possible.

La sonde passive

La solution de choix est, toutes les fois qu'on peut le faire, d'utiliser une sonde « passive », diviseur de tension dans le rapport 10, qui ne charge, en général, le point étudié que par 10 MΩ shunté par un condensateur parasite, dont la capacité dépasse rarement 15 pF. Évidemment, on perd ainsi 90 % de la tension, et il se peut que l'échelle de sensibilité maximale de l'amplificateur de déviation soit insuffisante. On a alors le choix entre :

— utiliser une sonde passive de rapport 1, mais en sachant que l'on ajoute ainsi au moins 40 pF à la capacité d'entrée de l'oscilloscope, avec toutes les conséquences que cela comporte;

— utiliser une « sonde active », comportant un petit étage de gain unité en tension, dont la sortie est envoyée à l'oscilloscope par un fil blindé de capacité aussi réduite que possible. De telles sondes actives ne sont pas trop difficiles à réaliser, si on se limite à des gammes de tension d'entrée réduites, ce qui est assez logique, vu que, pour des tensions plus grandes, la sonde passive de rapport, 1/10 constitue la meilleure solution.

Donc, nous utiliserons une sonde, presque toujours du type passif et de rapport 1/10. Mais l'expérience de l'auteur lui permet d'affirmer que cet instrument, pourtant si efficace, est souvent à l'origine de déterminations totalement inexactes, tant on a l'habitude de considérer que la sonde en question est « universelle », toujours parfaitement adaptée.

Or, une sonde doit être adaptée à un oscilloscope donné et même, si l'on a

plusieurs entrées sur le dit oscilloscope (cas du commutateur électronique d'entrée), il se peut qu'on doive l'adapter à une entrée donnée, cette adaptation n'étant pas forcément valable pour une autre entrée.

Un tel réglage est fort simple. On examine, avec la sonde, un signal bien rectangulaire à flancs aussi raides que possible.

Si la sonde est parfaitement adaptée, la forme d'onde que l'on verra sur le cadran est celle de la figure 16-3 *a* : les parties du signal qui ne correspondent pas à des transitions sont droites et horizontales.

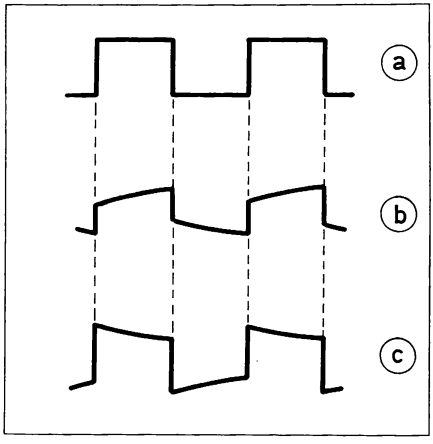


Fig. 16-3. — Quand on utilise une sonde avec atténuateur passif au 1/10, on essaye, en lui appliquant un signal rectangulaire, d'obtenir, la courbe (a). Si la sonde passe insuffisamment les fréquences élevées, la courbe est déformée comme le montre la forme d'onde (b). Le signal (c) correspond au cas où la sonde est « surcomposée », passant trop les fréquences élevées.

Rappelons que l'adaptation consiste à rendre le diviseur de tension constitué par la sonde et l'oscilloscope parfaitement apériodique, autrement dit à faire en sorte que la sonde divise la tension par 10 quelle qu'en soit la fréquence. On a réalisé en agissant sur un condensateur variable, généralement situé dans la sonde, que l'on commande le plus souvent avec un petit tournevis spécial, comportant aussi peu de métal que possible.

Si la sonde est mal adaptée, le signal observé se déforme. Si le rapport d'atténuation de la sonde est bien de 1/10 (ou —20 dB) pour le continu, mais inférieur à 1/10 en alternatif, le signal observé se déforme comme l'indique la figure 16-3 *b*. Si, à l'opposé, la sonde passe « trop » l'alternatif, nous observons le signal de la figure 16-3 *c*.

On ajuste donc le condensateur en observant le signal jusqu'à ce que l'on ait obtenu la forme d'onde de la figure 16-3 *a*. Il est à noter que, pour cet ajustage, il n'est pas nécessaire que le balayage soit synchronisé correctement avec le signal. Seul, le signal de la figure 16-3 *a* donne, sur le cadran, deux bandes brillantes horizontales fines. La moindre désadaptation de la sonde, modifiant le signal de sortie pour lui donner l'aspect de la figure 16-3 *b* ou celui de la figure 16-3 *c*, élargit immédiatement ces deux bandes d'une façon parfaitement visible.

L'essai de la sonde sur un générateur de signaux rectangulaires (très souvent incorporé dans l'oscilloscope) nous semble un geste à peu près automatique, préalable indispensable de toute observation de forme d'onde, un peu comme le tarage d'un ohmmètre à pile est le préalable obligatoire de toute mesure de résistance avec cet instrument. Le plus souvent, si l'expérimentateur est consciencieux (et surtout s'il ne change pas beaucoup le branchement de la sonde), il s'agira d'une simple vérification de routine, mais il y aura bien des cas où cet essai,

mettant en évidence une désadaptation de la sonde, évitera une interprétation totalement erronée de l'examen de la forme d'onde qu'aurait donnée une sonde désadaptée.

Le commutateur « AC-DC »

Actuellement la quasi-totalité des oscilloscopes passent la composante continue, ce qui est extrêmement utile dans de très nombreux cas.

Il y a des circonstances particulières où l'on peut souhaiter, pour une mesure donnée, éliminer la composante continue, par insertion d'un condensateur en série avec l'entrée. On le fait, par exemple, pour observer une petite composante alternative d'une tension ayant une forte composante continue : l'emploi d'une gamme de sensibilité suffisante pour observer correctement la composante alternative rejetterait la trace hors du cadran, en raison de la composante continue. On va donc utiliser, à ce moment, le commutateur « AC-DC », et le mettre sur la position « AC » (alternatif).

L'auteur estime que ce commutateur devrait commander, dans sa position « AC », un signal spécial sur le panneau avant, par exemple le clignotement d'une L.E.D., pour rappeler à l'utilisateur que son oscilloscope est alors modifié pour une observation tout à fait spéciale, et que l'oubli de la position du commutateur peut le conduire à des conclusions tout à fait erronées. Il est à noter que, déjà, de nombreux oscilloscopes utilisent un tel signal d' « alarme » pour indiquer que le réglage progressif de gain vertical ou de vitesse de balayage horizontal est utilisé, ce qui ne permet plus de mesure de tension et/ou de temps.

Quand on passe sur la position « AC », on introduit en série avec l'entrée de l'amplificateur un condensateur de capacité C, la résistance d'entrée de l'oscilloscope étant de valeur R (souvent 1 MΩ). On a donc introduit une constante de temps R-C, donc un filtre passe-haut. Sa fréquence de coupure à 3 dB est, on le sait $F_0 = 1/2\pi RC$. Avec une constante de temps de 0,2 s (valeur assez courante), cette fréquence est de l'ordre de 0,8 Hz, et l'on peut calculer qu'il n'y a plus que 0,1 dB à 5 Hz. On pourrait en conclure que l'effet de ce condensateur est totalement négligeable sur toutes les composantes alternatives du signal. On aurait tort.

En effet, si nous examinons, avec un tel oscilloscope, un signal carré symétrique à 50 Hz, on peut facilement démontrer que la déformation apportée par le condensateur nous donnera une forme d'onde du type de celle que représente

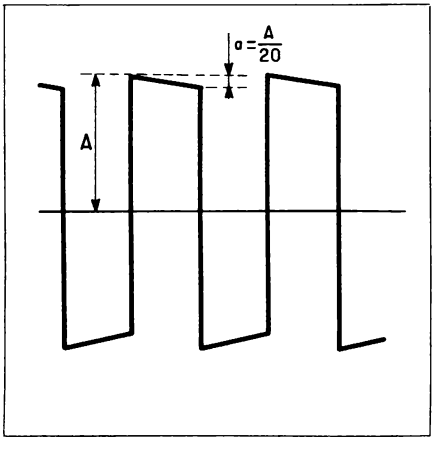


Fig. 16-4. — Même si la constante de temps C-R d'entrée de l'oscilloscope avec son commutateur « AD-DC » en position « AC » est vingt fois plus longue que la demi-période, ce qui ne correspond qu'à une atténuation non mesurable à la fréquence du signal, on note une déformation bien visible de la forme d'onde.

la figure 16-4. La perturbation que l'on nomme « affaissement » du signal (descente de la partie qui devrait être horizontale), soit *a*, est de 5 % de l'amplitude totale A du signal, soit 1/20 de cette amplitude : cela se voit parfaitement sur le cadran, et fait conclure que nos signaux à 50 Hz ne sont pas bons.

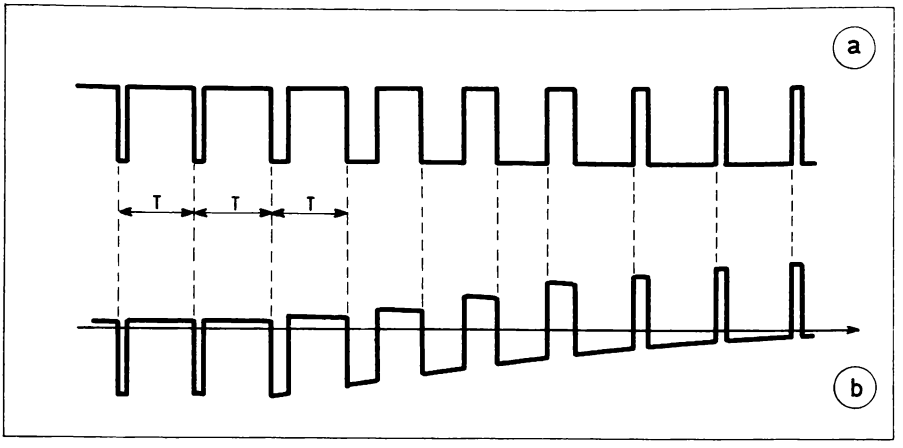


Fig. 16-5. — Si, avec un oscilloscope dont le commutateur d'entrée est sur la position « AC », on examine un signal de fréquence constante (période T) dont le rapport cyclique varie lentement (a), on verra une forme d'onde dont les niveaux haut et bas changent (b).

Autre fait plus grave encore : si nous observons, avec le commutateur en position « AC », un signal de fréquence constante et de rapport cyclique variable (fig. 16-5 *a*), nous en concluerons que les valeurs minimales et maximales ne sont pas constantes, ce qui est faux. Mais, comme la tension appliquée à l'entrée de l'amplificateur vertical doit être alternative pure, sa valeur moyenne doit être égale à zéro, ce qui décale vers le haut les signaux positifs courts et vers le bas les signaux négatifs courts.

Donc, la position « AC » du commutateur, utilisable pour un but bien précis, doit être considérée comme une commutation « dangereuse », que l'on ne doit pas laisser subsister au delà du temps juste nécessaire pour effectuer la mesure de composante alternative faible superposée à une composante continue importante.

Le réglage progressif de gain

On tend, de plus en plus, à munir l'entrée de l'amplificateur Y, d'un atténuateur à plots, réalisant des gammes de sensibilité qui vont comme les multiples par une puissance de 10 de 1, 2 et 5 V/carré (on dit plus « volt par carré » que « volt par centimètre », car il y a des graticules qui ne sont pas gradués en centimètres, mais en carrés de 5 mm ou d'un demi-pouce, soit 12,7 mm). Dans la grande majorité des cas, ce choix est suffisant.

Mais il peut se faire que, par exemple, sur l'échelle 2 V/carré, la courbe déborde un peu de l'écran. En utilisant la sensibilité 5 V/carré, on aura évidemment une amplitude qui n'utilise guère que 40 % du maximum de hauteur utilisable. On est

alors quelquefois tenté de modifier progressivement le gain de l'amplificateur Y, en utilisant le bouton de réglage progressif de gain. Il ne faut pas oublier que, en procédant ainsi, on renonce, quand ce bouton est utilisé, à toute possibilité de mesure d'une valeur de tension.

Les constructeurs ont d'ailleurs prévu, très souvent, un bouton qui, dès qu'on lui fait quitter sa position « étalonné » (ou « calibrated »), provoque l'allumage d'une lampe, pour prévenir l'utilisateur. La position du bouton pour laquelle l'étalonnage est valable est généralement repérée par un enclenchement mécanique, indépendamment de l'extinction du voyant d'alerte. Quel dommage que ce voyant ne soit pas prévu pour la position « AC » du commutateur « AC-DC ».

Nous connaissons plusieurs cas d'étudiants en électronique qui ont échoué à un examen pratique pour avoir oublié de s'assurer que le bouton de réglage progressif de gain était bien à sa position « étalonné » : ils avaient donné des mesures de tensions totalement inexactes.

Le réglage progressif de vitesse de balayage

Ce que nous avons dit du réglage progressif de gain s'applique au réglage du nombre de microsecondes par centimètre en balayage horizontal. Là aussi, de nombreux constructeurs soucieux de la commodité d'emploi ont prévu un voyant d'alarme qui indique que l'on ne peut pas faire de mesure de temps si ce réglage progressif n'est pas en position étalonné.

Autrement dit, nous estimons que la vérification :

— de la bonne adaptation de la sonde;

— du commutateur « AC-DC » (position DC);

— des deux réglages progressifs (sensibilité et vitesse) en position étalonnée, devraient faire partie du « réflexe conditionné » de l'électronicien avant tout emploi de l'oscilloscope, exactement comme le déclenchement du clignotant fait partie (ou devrait faire partie...) des réflexes conditionnés de l'automobiliste quand il démarre d'une place de parking.

L'inversion du sens du gain Y

Nous signalons aussi que, pour certains oscilloscopes, il y a la possibilité (intéressante dans certains cas) d'inverser le gain vertical, autrement dit de faire en sorte, en agissant sur un commutateur, que le spot dévie vers le bas quand la tension d'entrée augmente. Si l'on a utilisé un tel commutateur, et qu'on l'a oublié dans la position « gain négatif », on se ménage des surprises très désagréables. Que celui qui ne l'a jamais fait se lève... ainsi vous pourrez contempler un beau menteur! (L'auteur, quand il pose cette question, s'assied toujours.)

La prise de masse

On néglige trop souvent l'importance de la prise de masse dans les relevés de formes d'ondes. Un simple cordon, reliant le châssis de l'oscilloscope à celui de l'appareil étudié, peut éventuellement convenir, mais uniquement dans les cas où les fréquences mises en jeu sont basses, les impédances internes faibles et les tensions d'une amplitude suffisante.

En effet, un simple fil de masse peut souvent réaliser une boucle où l'on capte des inductions magnétiques parasites. En outre, il faut tenir compte des « pseudo-circuits résonnants » que l'on constitue avec le coefficient de self-induction d'un tel fil et les capacités parasites.

Le résultat de tous ces phénomènes parasites est l'apparition, sur le cadran

de l'oscilloscope, de signaux « enjoliveurs », qui viennent modifier fortement l'aspect de la forme d'onde correspondant au signal réel.

Par exemple, le signal de la figure 16-6 *a*, forme d'onde du multivibrateur à diode tunnel de la figure 16-1, peut se transformer et devenir celui de la figure 16-6 *b* si la prise de masse est mal faite.

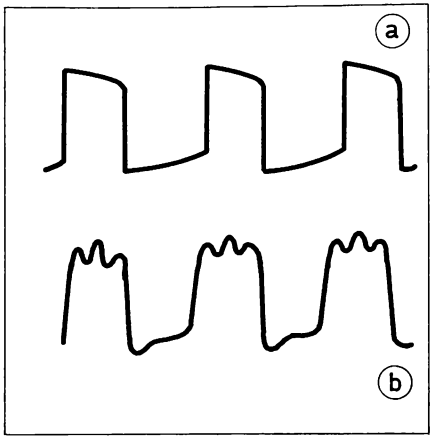


Fig. 16-6. — Le signal du multivibrateur à diode tunnel de la figure 16-1 (a), si on l'examine avec une mauvaise prise de masse, peut apparaître totalement déformé (b).

La règle générale est d'utiliser systématiquement le petit fil de masse qui est fixé à la sonde, de prendre le contact de masse sur le montage aussi près que possible du point où l'on veut examiner la forme d'onde, et de « plaquer » le fil de contact de masse aussi près que possible du corps de la sonde.

Les étalonnages

Nous avons laissé cette partie pour la fin, car il s'agit là d'une vérification qui relève de la maintenance d'entretien, autrement dit d'une mesure que l'on effectue seulement une ou deux fois par an.

Il y a, bien sûr, la vérification de la sensibilité verticale. Il est à noter que l'on peut faire cette vérification à chaque essai de l'adaptation de la sonde, puisque le générateur de signaux carrés qui sert pour cet essai délivre généralement des signaux d'une amplitude bien connue.

L'étalonnage des vitesses de balayage se fait au moyen d'un générateur étalon à quartz. Un tel instrument n'a rien de bien compliqué : il comporte tout simplement un oscillateur à quartz, de préférence à 10,000 MHz, suivi de décades de comptage utilisées en diviseurs de fréquence. La première (dans le cas d'un cristal à 10 MHz) est du type TTL, les autres du type C-MOS.

Avec un tel générateur, dont nous recommandons la réalisation à tous ceux qui ont des mesures à faire, il est facile de vérifier et d'ajuster les vitesses de balayage. Les tops issus des différents étages du générateur doivent se placer exactement sur les traits théoriques du graticule. Par exemple, avec une vitesse de balayage de 20 μs/carré, on utilise un signal à 100 KHz (période 10 μs) et l'on vérifie qu'il y a bien 2 périodes par carré, en faisant attention à pousser la vérification jusqu'au bout du cadran.

Les relevés eux-mêmes et leur interprétation

Il s'agit maintenant de regarder ce qui apparaît sur l'oscilloscope et de l'interpréter.

Une première recommandation importante est de bien choisir le signal de synchronisation et de bien régler les commandes de balayage.

Presque tous les oscilloscopes fonctionnent en balayage « déclenché », seule solution pour observer un phénomène court à période de récurrence relativement longue. Rappelons que, dans ce mode de balayage, le spot stationne à gauche de l'écran. Lors de la réception d'un signal de synchronisation, il s'allume, et il commence son déplacement de gauche à droite. Arrivé à droite, il s'éteint, revient rapidement à son point de départ, après quoi le système de commande est inhibé pendant un temps dit « hold off », à l'issue duquel on peut faire repartir le balayage par un nouveau signal de synchronisation. La longueur du balayage est donc invariable contrairement au cas du balayage « relaxé », dans lequel le signal de synchronisation déclenche le retour du spot avant le moment où ce retour se serait déclenché spontanément, le spot étant arrivé à fin de course à droite. La synchronisation raccourcit donc la trace.

Un inconvénient du balayage déclenché est qu'il n'y a pas de balayage, donc pas de spot visible, tant qu'il n'y a pas de signal de synchronisation. On remédie à ce défaut par le système dit « automatique », qui envoie périodiquement à l'amplificateur de synchronisation un signal donné par un générateur. Ce générateur s'arrête, ou se synchronise sur le signal, dès que l'on dispose d'un signal de synchronisation.

Ces explications permettent de comprendre que la commande de la synchronisation dans un bon oscilloscope soit relativement complexe. Elle peut comporter quatre organes de commande :

1° Un commutateur d'origine et de polarité du signal : synchronisation « interne » (par le signal passant par l'amplificateur Y), externe (signal envoyé sur une entrée spéciale), par le secteur et, pour chaque cas, en polarité positive et négative;

2° un commutateur de « mode » (couplage continu, alternatif, haute fréquence seulement, mode automatique);

3° un réglage de stabilité, ou de sensibilité, permettant de passer du balayage relaxé au balayage déclenché (on le règle généralement un peu au-delà du niveau à partir duquel le balayage cesse d'être relaxé);

4° un réglage de « niveau », définissant la tension par laquelle doit passer le signal de sortie pour provoquer l'apparition du signal de synchronisation.

L'expérience montre que, souvent, on ne profite pas pleinement des possibilités de ces quatre commandes. Il n'y a pas de honte à lire attentivement la notice de l'oscilloscope (si on en a une...), ni à faire une série d'essais pour s'entraîner au maniement des différentes commandes.

Nous avons dit comment on règle la « stabilité » (ou « trigger », ou « sensibilité »). On peut s'écarter plus ou moins au-delà du point où le balayage cesse d'être relaxé, suivant que l'on dispose d'un signal de synchronisation fort ou faible. Plus on est loin de ce réglage moins le système de synchronisation est sensible.

Le « niveau » définit généralement le moment où le balayage commence et, si l'on va trop loin dans ce réglage, on arrive à un niveau que la tension appliquée aux plaques déviatrices ne recoupe plus : il n'y a plus balayage.

Nous ne parlons que pour mémoire de la base de temps à double balayage, avec une première base de temps qui peut jouer le rôle de retardateur, agissant pour en commoder une autre, plus rapide, dont on commence par localiser la phase dans le signal grâce à une surbrillance de la trace. Il s'agit là d'un ensemble qui ne figure que sur les oscilloscopes de grande classe. Son utilisation, extrêmement puissante, n'est pas difficile, à condition de bien lire ce que dit la notice, sinon on risque de ne pas arriver au déplacement continu de la zone surbrillée, qui manifeste éventuellement une certaine tendance à se synchroniser sur le signal vu sur le balayage retardateur.

Un point très important, quand on examine une trace sur l'oscilloscope, est de savoir quelle est la graduation verticale du graticule qui correspond à une tension nulle à l'entrée. Cela n'a évidemment un sens que si le commutateur d'entrée « AC-DC » est sur la position « DC ». Pour connaître cette graduation (qu'il est bon de faire coïncider avec une division entière du graticule), on connecte l'entrée à la masse, ce que l'on peut faire facilement avec certaines sondes qui possèdent un interrupteur de mise à la masse et l'on provoque le balayage, par exemple en déréglant la commande de « stabilité », pour que le balayage devienne relaxé.

Il y a un caractère un peu gênant des oscillogrammes : ils ne restent pas. Il est bien évident que l'on peut les photographier, et il nous semble utile de revenir un peu sur le sujet.

Photographie des oscillogrammes

On a tellement pris l'habitude de voir des appareils spéciaux pour la photographie des oscillogrammes, utilisant une surface sensible à développement quasi-instantané (procédé « Polaroïd » ou équivalent) qu'on n'imagine plus d'autres moyens. Or de nombreux techniciens disposent d'un appareil de photographie en format 24 × 36, muni de bagues allonge, permettant la photographie de près, et ils pourraient parfaitement l'utiliser.

Avec une trace correctement brillante et du film du genre HP 5, poussé au développement à une sensibilité de 2 000 ASA (révélateur « MICROPHEN » non dilué, doubler le temps normal de développement, par exemple), on arrive parfaitement à de bonnes photographies au 1/16 de seconde à F:5,6.

Contrairement à une opinion très répandue, il n'est nullement indispensable d'avoir des photograhies positives en grand format : le tirage direct (par contact) des négatifs 24 × 36 est très bon pour garder une documentation sur une série d'essais. On peut regarder le tirage à la loupe, si on le désire.

On peut ainsi économiser énormément par rapport à la photographie classique. Le tirage est à effectuer sur papier à fort contraste, par exemple du type « KODALINE ».

Il faut bien protéger l'écran de l'oscilloscope pendant la photographie contre la lumière parasite. Une bonne solution consiste à employer un cornet fait de papier CANSON noir roulé, en forme de tronc de cône. Le petit trou sera d'un diamètre un peu supérieur au diamètre extérieur de la monture de l'objectif de l'appareil, la petite section étant perpendiculaire à l'axe du tronc de cône. La grande section est coupée en biais, de telle sorte qu'elle puisse s'appuyer sur l'oscilloscope, ainsi que le montre la figure 16-7. L'utilisation d'un appareil du type reflex à un objectif est recommandée, pour un bon cadrage de la trace. Il est bon de ne pas essayer de trop remplir le champ par la trace, pour être sûr qu'un léger déplacement de l'appareil avant la prise de vue ne risque pas de faire perdre une partie de la trace.

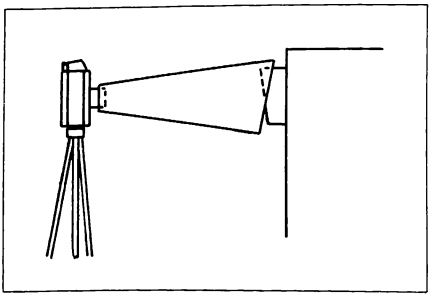


Fig. 16-7. — Il est recommandé d'utiliser un tronc de cône en papier noir entre l'appareil photographique et l'oscilloscope pour photographier les traces.

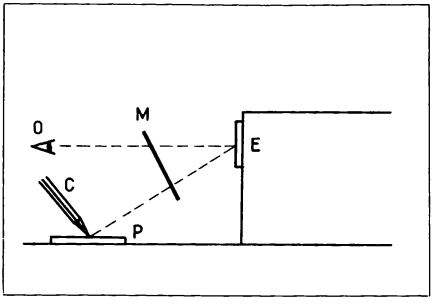


Fig. 16-8. — Le miroir semi-transparent M permet de voir superposées la trace sur l'écran E de l'oscilloscope et la pointe du crayon C. On peut ainsi, avec cette « chambre claire », tracer facilement au crayon la forme d'onde qui apparaît sur l'oscilloscope.

Il est recommandé de pousser l'éclairement du graticule au-delà de ce qui serait normal pour une observation visuelle : les films classiques, bien que panchromatiques, sont nettement moins sensibles au rouge (couleur habituelle des graticules) qu'au vert de la trace.

Citons que l'on peut se passer de la photographie et avoir cependant une trace écrite de l'oscillogramme par emploi d'un instrument quasi-tombé dans l'oubli : la « chambre claire ». Il s'agit (fig. 16-8) d'un miroir semi-transparent M disposé de telle sorte que le papier P sur lequel on va dessiner la trace soit exactement symétrique de l'écran E de l'oscilloscope par rapport au miroir. Ainsi, l'œil O de l'observateur voit le crayon C comme si sa pointe était exactement sur l'écran E, il ne peut y avoir d'erreur de parallaxe, et l'on peut facilement suivre au crayon la trace. L'auteur se rappelle avoir énormément utilisé ladite chambre claire, que l'on appelait, du nom de son réalisateur, la « chambre CHIARINI », avec d'excellents résultats. Le temps mis pour obtenir une bonne trace, même en étant un très mauvais dessinateur, ne dépasse guère la demi-minute.

A noter un point *FONDAMENTAL :* toute photographie, ou reproduction d'oscillogramme doit *OBLIGATOIREMENT* porter la mention de la vitesse de balayage et de la sensibilité verticale. Il est très souhaitable qu'on trouve aussi l'indication de la source de synchronisation. Bien entendu, la *NATURE* du signal et le point du montage où on l'a prélevé doivent être indiqués en tout premier. Cela va sans dire... et encore bien mieux en le disant. Il est aussi très important de noter sur la reproduction le niveau qui correspond à zéro volt à l'entrée (ou alors, si c'est le cas, on mentionne « position AC »).

Nous reviendrons plus loin, à propos de la mesure des déphasages, sur certaines précautions particulières d'emploi des oscilloscopes.

16-2. — ÉTUDE DES FORMES D'ONDES SANS OSCILLOSCOPE

On peut, dans certains cas précis, déterminer la forme d'un signal en utilisant des appareils de mesure autres que l'oscilloscope. Il y a même des cas où l'on arrive à des résultats plus exacts.

Cas des tensions sinusoïdales

Quand une tension donnée par un générateur ou par la sortie d'un amplificateur doit être sinusoïdale pure, la meilleure façon de s'en assurer est de l'analyser pour en connaître le contenu en harmoniques. On peut le faire de deux façons.

Le distorsiomètre

Il s'agit d'un appareil maintenant bien connu et réalisé suivant le schéma-bloc de la figure 16-9.

Le signal appliqué à l'entrée passe par un atténuateur réglable. A la sortie de ce dernier, il peut être envoyé, via un atténuateur fixe de rapport 100, sur le voltmètre alternatif V, si le commutateur K est sur la position « T » (tarage). On règle alors l'atténuateur pour amener le voltmètre à son maximum de déviation, on a donc amené le signal en sortie de l'atténuateur à un niveau déterminé.

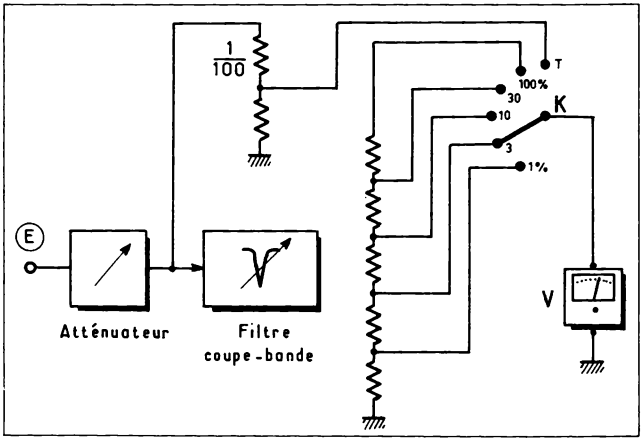


Fig. 16-9. — Schéma-bloc du distorsiomètre. Le signal d'entrée peut être appliqué au voltmètre V en position T (tarage), ou passer par le filtre coupe-bande accordable qui élimine la composante fondamentale du signal et ne laisse que les harmoniques, dont on mesure l'amplitude.

Le signal en question est alors appliqué à un filtre réjecteur, qui coupe une gamme de fréquence très étroite, avec un taux d'atténuation très élevé (« notch filter »). Ce filtre est accordable, généralement par des résistances ajustables, les gammes de fréquence étant définies par des condensateurs.

Le commutateur K met, dans sa seconde position, le voltmètre V en communication avec le centième de la tension de sortie du filtre. Si ce dernier n'est pas accordé sur la fréquence du signal, il n'y a aucune atténuation, et le voltmètre V reste en bout d'échelle.

On ajuste alors la fréquence de réjection du filtre, jusqu'à ce que l'on voit l'aiguille du voltmètre descendre. On règle l'accord pour arriver à la déviation minimale du voltmètre. On est généralement amené à augmenter alors la sensibilité du voltmètre, surtout si le signal appliqué à l'entrée est très proche de la sinusoïde. On augmente la sensibilité en agissant sur le commutateur K. Il est souvent nécessaire, quand on a rendu au voltmètre une sensibilité suffisante pour voir nettement la tension résiduelle en sortie du filtre, de parfaire finement l'accord du filtre, pour amener la tension de sortie à son minimum.

En choisissant la bonne sensibilité pour le voltmètre V (déviation la plus grande possible sans sortir du domaine d'utilisation du voltmètre), on lit alors la tension résiduelle, compte tenu de la gamme utilisée sur K.

Comme le filtre a éliminé la composante à fréquence F de la tension d'entrée, on lit alors ce qui reste comme tension, composée des harmoniques aux fréquences 2F, 3F... On peut alors connaître directement le taux de distorsion harmonique du signal.

Mieux encore, le distorsiomètre comporte généralement une sortie de signal prise après le filtre. On peut ainsi, par un examen à l'oscilloscope, savoir quel est l'harmonique parasite qui est le plus important dans le signal, ce qui est souvent fort utile pour améliorer ce signal.

Il est à noter que le distorsiomètre n'est pas « intelligent » : il considère comme « harmonique » tout ce qui n'est pas à la fréquence du fondamental. En particulier, nous avons souvent vu des techniciens conclure à un taux de distorsion harmonique très élevé, tout simplement parce que la tension analysée comportait une composante parasite à 50 Hz, ou du bruit. C'est là que l'examen du signal résiduel à l'oscilloscope renseigne efficacement sur ce qui se passe.

Évidemment la mesure n'est valable que si la fréquence du signal reste parfaitement constante pendant que l'on procède aux différentes étapes de l'opération (tarage, choix de l'échelle, etc.). Il ne faut pas oublier que le filtre réjecteur est extrêmement sélectif, tout changement, même minime, de la fréquence du signal entraîne une forte variation du signal sortant du filtre. Il y a maintenant des distorsiomètres à « poursuite automatique » (ou « auto-tracking »), qui maintiennent l'accord du filtre lors d'une variation éventuelle (lente) de la fréquence du signal. Ce sont des appareils très compliqués et coûteux.

L'analyseur panoramique

Nous arrivons ici dans le domaine de l'appareil de grand luxe, dont on dispose trop rarement.

Son principe est celui qu'indique la figure 16-10. Il comporte un amplificateur avec un filtre extrêmement sélectif, dont la fréquence d'accord peut être commandée par une tension.

Cette tension est celle d'une base de temps en dents de scie, qui agit en même temps sur le balayage horizontal d'un tube cathodique.

La sortie de l'amplificateur sélectif attaque un amplificateur à réponse logarithmique, suivi d'une détection. La tension détectée provoque la déviation verticale du spot sur le tube cathodique (ce dernier est souvent du type à mémoire, en raison de la lenteur du balayage).

Lors de la variation de la tension issue de la base de temps, alors que le spot se déplace de gauche à droite, l'amplificateur passe successivement sur l'accord de la fréquence du fondamental, de l'harmonique 2, etc.

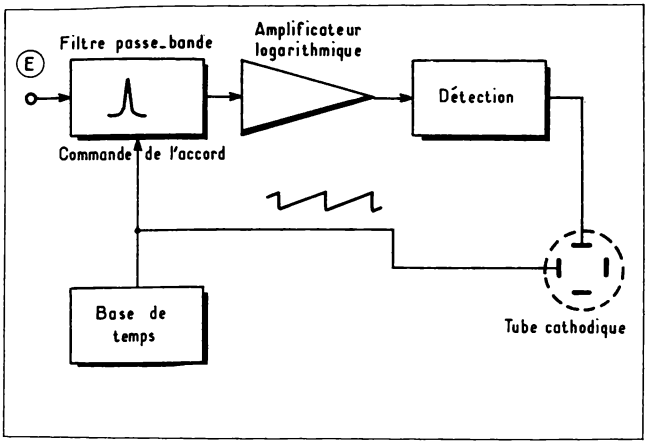


Fig. 16-10. — L'analyseur panoramique utilise un filtre passe bande très sélectif, dont on fait varier l'accord en même temps que l'on balaye horizontalement le spot sur le tube cathodique. On obtient alors un spectre de raies, caractéristique de la composition harmonique du signal.

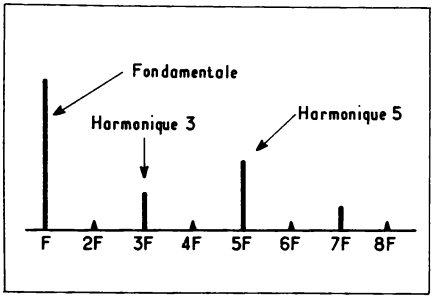


Fig. 16-11. — Le spectre de raies obtenu ici sur un analyseur panoramique montre un exemple de signal qui ne contient presque pas d'harmoniques pairs et beaucoup d'harmoniques 5.

Chaque fois qu'un signal passe par le filtre, il donne une tension détectée, et le spot dévie vers le haut. Comme la sélectivité du filtre est très grande, l'accord du filtre sur la fréquence en question est très bref : il n'y a pratiquement qu'une ligne fine comme trace verticale.

On obtient finalement un « spectre de raies », comme le montre la figure 16-11. Le cas envisagé sur cette figure est celui d'un signal qui ne contient presque pas d'harmoniques pairs, et qui est surtout riche en harmonique 5.

Un tel spectre est très riche en informations. D'abord, en raison du caractère logarithmique de la déviation en ordonnée, il permet de déceler sans changement de sensibilité, la présence de composantes parasites de très faible amplitude; ensuite, il permet l'identification de ces composantes par leur fréquence, ce que le distorsiomètre ne permettait pas.

Le spectre ne donne pas le taux de distorsion, mais il permet de le calculer, puisque l'on connaît les amplitudes des différents harmoniques.

Fait assez paradoxal, le spectre de lignes ne permet pas de connaître la forme d'onde du signal. En effet, le spectre nous donne la valeur des *amplitudes* des différents harmoniques, mais pas leur *phase*. Or, en changeant la phase des harmo-

niques, on modifie totalement la forme d'onde d'un signal. La figure 16-12 illustre ce fait. En (a), nous avons tracé une sinusoïde de fréquence F (trait gras), et l'harmonique 2, de fréquence 2 F (trait fin) : en (b) on voit le résultat de la composition (addition) des deux tensions.

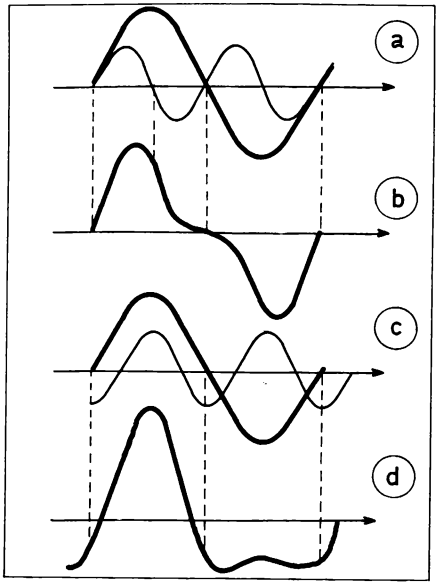


Fig. 16-12. — En (a) une sinusoïde et son harmonique 2, en (b) la somme obtenue. Si la phase de l'harmonique change sans variation des amplitudes (c), le signal obtenu (d) est tout à fait différent, mais son spectre de raies est le même que celui du signal (b).

En (c), nous avons reproduit les tracés de (a), mais en déphasant l'harmonique 2 en retard de 90°, la figure (d) donne le nouveau résultat de la composition : on voit qu'il est totalement différent de celui de la figure (b).

Malgré cette différence, les deux signaux correspondant aux figures (b) et (d) auraient le même spectre de fréquence, si on les étudiait à l'analyseur panoramique.

Signalons un autre fait assez curieux : les spécialistes de la haute fidélité ne sont toujours pas d'accord sur l'affirmation suivante : « Si on applique à un haut parleur le signal de la figure 16-12 (b) ou celui de la figure 16-12 d, ayant la même composition harmonique, mais pas la même forme d'onde, il n'est pas possible de faire la différence à l'oreille entre les sons produits, autrement dit l'oreille n'est sensible qu'à l'amplitude des harmoniques, pas à leur phase ». Pour plusieurs spécialistes compétents de l'acoustique, cette affirmation est inexacte.

L'emploi de l'analyseur panoramique est assez délicat; il y a une vitesse limite de balayage pour chaque degré de sélectivité du filtre, on peut faire varier la gamme de fréquence explorées, le point de départ du balayage, le filtrage de la tension détectée, le gain avant le filtre, etc. Malgré sa complexité et son prix, cet analyseur est le seul instrument vraiment valable pour l'examen des signaux donnés, par exemple, par un synthétiseur de fréquence, qui ne se conçoit qu'avec un taux extrêmement faible de signaux parasites.

Analyse de la linéarité d'un amplificateur

Dans de nombreux cas, on souhaite qu'un amplificateur n'introduise aucun signal parasite, autrement dit qu'il soit parfaitement linéaire. Un moyen pour le

vérifier consiste à lui appliquer un signal d'entrée purement sinusoïdal, et à examiner la forme d'onde en sortie. On utilise généralement pour cela le distorsiomètre, ce qui est une bonne solution, à condition de disposer d'une tension d'entrée d'autant plus pure que le taux de distorsion propre de l'amplificateur est faible.

Par exemple, si l'on veut tester un amplificateur dont le taux de distorsion doit être de l'ordre de 0,3 %, il faut, pour cela, disposer d'une tension d'entrée ayant un taux de distorsion inférieur à 0,1 % (ne pas oublier que si le taux de distorsion de la tension d'entrée est a et que celui de l'amplificateur est b, celui de la tension de sortie sera $\sqrt{a^2 + b^2}$.

C'est l'obtention d'une tension d'entrée à taux de distorsion aussi bas qui peut poser des problèmes. Signalons que l'on peut améliorer notablement la qualité d'une tension sinusoïdale par filtrage (en employant un bon filtre actif passe-bas, par exemple). On a même une amélioration notable par emploi d'un simple filtre passe-bas en résistance et condensateur.

Pour supprimer la difficulté de réalisation d'un générateur de très haute qualité, on peut mesurer indirectement la linéarité d'un amplificateur, tout simplement en mesurant son taux d'intermodulation.

L'intermodulation

Normalement, quand on envoie dans un amplificateur deux tensions sinusoïdales, de fréquence f et F, on doit obtenir, à la sortie, ces deux tensions, sans action de l'une sur l'autre. Mais, si l'amplificateur n'est pas linéaire, il y a modulation en amplitude d'un des signaux par l'autre. C'est ce phénomène (fort regrettable...!) que l'on appelle intermodulation.

Pour en mesurer l'importance, il suffit d'injecter à l'entrée d'un amplificateur (fig. 16-13) la somme de deux tensions sinusoïdales (dont la pureté n'est pas fondamentale). On y arrive assez bien, par emploi d'un condensateur C pour laisser passer la fréquence élevée F, la fréquence basse f étant envoyée à travers la résis-

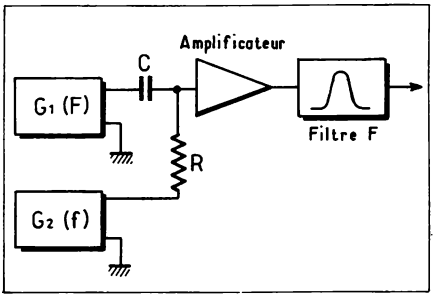


Fig. 16-13. — On superpose à l'entrée d'un amplificateur à étudier une fréquence F et une fréquence *f*, bien plus faible. L'amplitude du signal de G_2 est nettement plus élevée que celle du signal de G_1. A la sortie de l'amplificateur, un filtre sélectif (ou passe haut) ne garde que la composante F; on peut ainsi se rendre compte de la présence d'une modulation éventuelle de ce signal à la fréquence *f*, si l'amplificateur présente le défaut nommé « transmodulation ».

tance R. On choisit la constante de temps RC de telle sorte que le filtre R-C ait une fréquence de coupure à —3 dB (soit $1/2\,\pi RC$) proche de la moyenne géométrique $\sqrt{Ff}$ des deux fréquences.

Le signal composite est alors envoyé à l'amplificateur à essayer, la tension de sortie de ce dernier étant appliquée à un filtre passe-bande, centré sur F.

On fait bien attention à ne pas dépasser, avec le signal composite, la tension maximale admissible par l'amplificateur, pour éviter des phénomènes de saturation, qui viendraient tout perturber.

La tension à la sortie du filtre doit être une sinusoïde à la fréquence F, sans modulation d'amplitude par la fréquence *f*. On vérifie la présence d'une telle modulation à l'oscilloscope.

Il convient de ne pas confondre une *superposition* (addition) du signal à fréquence *f* au signal à fréquence F avec une *modulation*. La figure 16-14 montre, en (a) une superposition et en (b) une modulation. Ce qui différencie les deux formes d'ondes est le fait que, en (a) l'enveloppe des maxima de la sinusoïde (trait pointillé

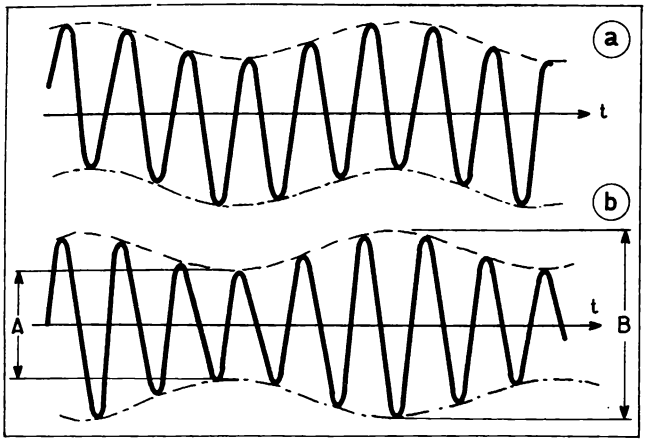


Fig. 16-14. — Il ne faut pas confondre une superposition de signal à la fréquence *f* (a) et une modulation en amplitude à la fréquence *f* (b).

et l'enveloppe de ses minima (trait mixte) sont deux sinusoïdes *en phase*, alors que, dans le cas de la modulation (b), les deux enveloppes constituent des sinusoïdes en opposition de phase. Pour en être bien sûr, il peut être bon de synchroniser l'oscilloscope par la fréquence *f*. Évidemment, la présence d'une tension à la fréquence *f* superposée (dans le genre de la figure 16-14 *a*) est théoriquement impossible, puisque le filtre de sortie de la figure 16-13 est censé l'avoir éliminée. Mais rien n'est parfait, pas même les filtres...

De toutes façons, on a intérêt à choisir deux fréquences F et *f* très différentes, ayant un rapport de plus de 20 (par exemple 50 Hz et 2 kHz, ce qui permet d'avoir la fréquence *f* « gratuitement », puisque c'est le secteur alternatif qui nous la fournit). Ainsi, le taux de réjection de *f* par le filtre est élevé.

Il y a certaines « normes » pour la mesure du taux d'intermodulation. Ce que l'on retrouve pratiquement partout est le rapport 4/1 des amplitudes des deux tensions, la grande amplitude étant pour la fréquence *f* la plus faible. En ce qui concerne les fréquences, nous avons rencontré le cas de $f = 40$ Hz, F = 6,5 kHz dans les mesures de M. RIETHMULLER, et aussi plusieurs exemples avec $f = 50$ Hz, F de 2 à 5 kHz.

On exprime le « taux » d'intermodulation en comparant les amplitudes maximale (A) et minimale (B) (fig. 16-14 b); le taux est alors :

$$t = \frac{B - A}{B + A}$$

Cas des signaux rectangulaires

Nous nous bornerons ici à signaler que, dans le cas d'un signal rectangulaire dont on connaît parfaitement le niveau haut et le niveau bas, la mesure de la tension moyenne permet de connaître son rapport cyclique.

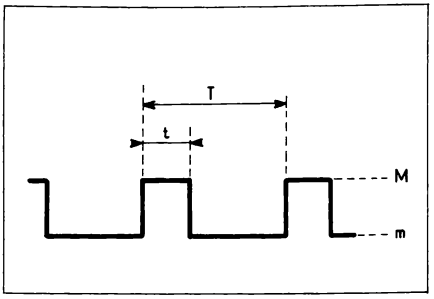


Fig. 16-15. — Le signal de période T, de rapport cyclique $r = t/T$, dont les niveaux maximal M et minimal m sont connus, correspond à une tension moyenne de sortie fonction de son rapport cyclique r.

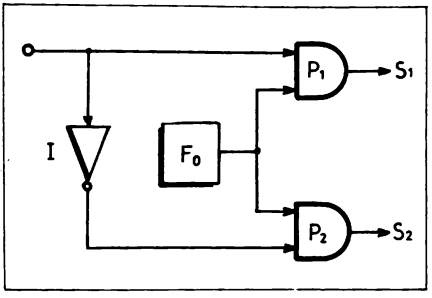


Fig. 16-16. — En appliquant un signal rectangulaire directement à une porte P_1 et, après inversion logique, à une porte P_2, il est possible, en attaquant P_1 et P_2 par un générateur d'impulsion F_O, de comparer les fréquences moyennes des sorties S_1 et S_2, respectivement proportionnelles à la durée haute et à la durée basse du signal en (A).

Par exemple, dans le signal de la figure 16-15 (période T, durée haute t, rapport cyclique $r = t/T$, niveau haut M, niveau bas m), la valeur moyenne de la tension en sortie est :

$$V = m + r\,(M - m)$$

variant donc de m (pour $r = 0$) à M (pour $r = 1$).

Il y aurait un autre moyen de connaître le rapport cyclique en mesurant la durée de la partie haute du signal, par une méthode de comptage, puis la durée de la partie basse, toujours par cette méthode, mais nous verrons cela au chapitre suivant relatif aux mesures de durées et de fréquences.

Une autre méthode consisterait à voir, pendant une durée rigoureusement connue (par exemple 1, 0000 seconde) le temps total passé au niveau bas et le temps total passé au niveau haut. Pour cela, on commanderait une première porte P_1 (fig. 16-16) par le signal (A) à étudier, une seconde porte P_2 par ce signal inversé par un inverseur logique I. Les deux portes recevant une fréquence F (très supérieure à la fréquence du signal A), on n'a donc plus qu'à compter le nombre d'impulsions par seconde en S_1 et en S_2, leur rapport donne celui de la durée haute du signal (déblocage de P_1) à sa durée basse (déblocage de P_2).

CHAPITRE 17

Mesure des fréquences et des durées

Étant donné les progrès particulièrement spectaculaires apportés dans ce type de mesure par l'évolution des circuits intégrés spécialisés dans les dernières années, il serait presque possible de dire : « On monte en quelques heures un fréquencemètre, chronomètre-périodemètre autour du circuit LSI type... et c'est terminé ».

Nous pensons toutefois qu'il est utile de connaître un peu la structure des appareils réalisant ces mesures, par exemple pour pouvoir mieux interpréter les résultats, et, éventuellement, réaliser les appareils de mesure correspondants dans le cas (possible...) où l'on ne dispose pas des circuits intégrés LSI spécialisés.

17-1. — LES MESURES DE FRÉQUENCE

Méthodes analogiques

Il peut sembler anachronique de mesurer une fréquence sans utiliser un comptage. Il y a pourtant des cas où une telle solution peut s'avérer parfaite, tant par la simplicité des moyens mis en œuvre que par l'utilisation plus directe des résultats.

Le principe est bien connu : on commence par amener la tension E dont on veut connaître la fréquence à l'état de signaux rectangulaires. Ces signaux déclenchent un monostable, dont on mesure la valeur moyenne du signal. Nous avons déjà étudié le problème (p. 266) à propos de la transformation fréquence-tension.

Il est recommandé, dans ce cas, si l'on veut plusieurs gammes, de ne pas les réaliser par commutation de condensateurs dans le monostable : il est difficile de

trouver des condensateurs dont le rapport des capacités soit connu avec une grande précision. Il est donc préférable, pour avoir plusieurs gammes, de prévoir un diviseur de fréquence à l'entrée, permettant de commander le monostable par la fréquence de la tension E directement, ou par cette fréquence divisée par 10, 100, etc.

L'avantage que l'on a, en utilisant la méthode analogique, tient à l'emploi que l'on veut faire de la mesure. Si l'on désire faire agir la valeur de la fréquence dans une boucle de régulation proportionnelle, la solution analogique peut être plus simple que le comptage. A l'opposé, si l'on désire stocker le résultat de la mesure dans des mémoires, il est bien évident que la méthode par comptage est préférable.

Dans la méthode analogique comme dans le comptage, il y a lieu de soigner tout particulièrement la partie du montage qui transforme le signal d'entrée en signaux rectangulaires. Nous y reviendrons donc dans la partie suivante.

Méthodes par comptage

Nous utilisons ici la définition même de la fréquence : nombre de signaux par unité de temps.

Nous commencerons donc (fig. 17-1) par convertir le signal d'entrée E à fréquence F en signal rectangulaire, puis nous l'appliquerons à une porte qui sera passante pendant une seconde exactement (ou 0,1 s, ou 10 s suivant les cas). Il faudra donc un ensemble qui donne le signal de commande de la dite porte, à partir des tops d'une horloge précise, généralement à quartz.

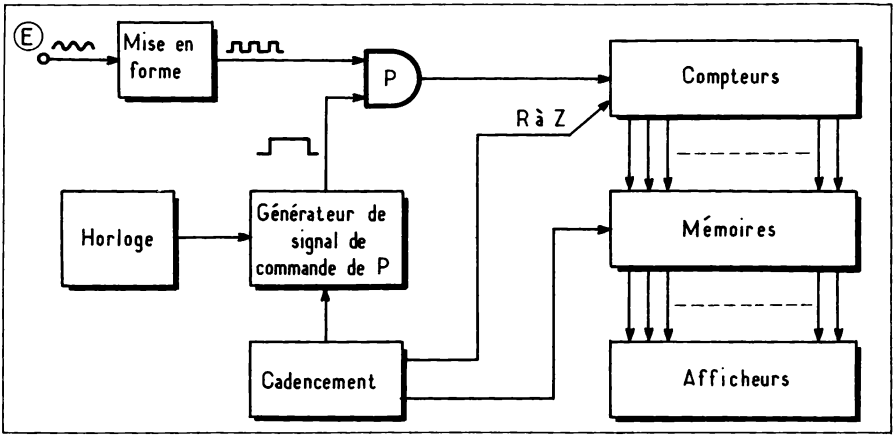


Fig. 17-1. — Schéma-bloc du fréquencemètre à comptage. On ouvre la porte P pendant un temps égal à 1 s exactement pour compter les périodes de la tension d'entrée (E) pendant ce temps.

Les signaux sortant de la porte seront comptés par un ensemble de décades. Les sorties de ces décades seront prises en mémoire par des jeux de « verrous » (ou « latches »), puis transmises aux afficheurs.

L'appareil devra comporter un circuit de « cadencement », qui commande au moment voulu le générateur de signal commandant la porte, la remise à zéro (R à Z) des compteurs, la prise en mémoire du résultat du comptage.

Examinons séparément ces différents points.

La mise en forme

Nous partons d'un signal de forme quelconque, et il s'agit de le mettre en forme, c'est-à-dire de l'amener à devenir un signal rectangulaire. Quand la fréquence d'entrée n'est pas trop élevée (moins de 10 MHz), les circuits sont assez simples : on peut utiliser des amplificateurs classiques, suivis de Trigger de SCHMITT intégrés.

Un schéma possible est celui de la figure 17-2, qui demande quelques explications.

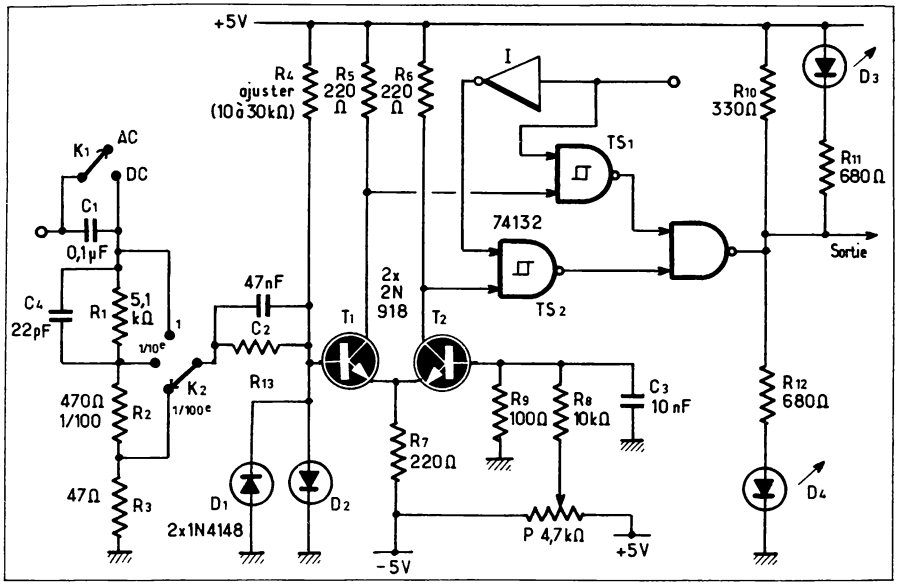


Fig. 17-2 — Etage de mise en forme pour l'entrée d'un fréquencemètre. Les circuits TS_1 et TS_2 sont des Triggers de SCHMITT, le signal logique P permet de choisir la polarité du signal de sortie, les L.E.D. D_3 et D_4 indiquent le niveau logique de la sortie mise en forme.

On voit que l'entrée est transmise à un premier contacteur K_1 qui permet de court-circuiter (position DC) ou non (position AC) un condensateur en série avec l'entrée. On peut ainsi, si on le désire, éliminer une composante continue de la tension d'entrée dans le cas où une telle composante peut nous gêner.

Ensuite, on arrive sur un atténuateur (K_2), qui permet d'appliquer à l'amplificateur la tension d'entrée telle quelle (position 1), ou réduite de 10 fois (position 1/10) ou de 100 fois (position 1/100).

Il est en effet très important de bien utiliser le système de mise en forme. Comme il est très sensible par lui-même, ce qui est nécessaire pour permettre les mesures de fréquence sur des tensions de faible amplitude, il ne faut pas qu'il « interprète » les fluctuations éventuelles de la tension d'entrée à l'intérieur de chaque période (harmoniques ou signaux parasites) comme étant des périodes à compter. On n'appliquera donc à l'amplificateur que la partie juste nécessaire pour obtenir une commande des systèmes de mise en forme.

L'amplificateur est du type LTP rapide, avec des faibles résistances de charge collecteur. Sans correction, il transmet bien des fréquences allant à 10 MHz. Nous

obtenons, en sortie, des tensions en opposition de phase sur les collecteurs de T_1 et de T_2, tensions qui sont mises en forme par les Triggers de SCHMITT TS_1 etTS_2.

La base de T_2 reçoit une tension continue que l'on peut régler de ± 50 mV au moyen du potentiomètre P. On peut ainsi compenser une petite composante continue de la tension appliquée à la base de T_1.

On trouve, arrivant sur cette base, une première résistance R_4, destinée à fournir à la base la majeure partie de la composante continue de courant qu'elle doit recevoir. Il y a lieu d'ajuster cette résistance en fonction du gain de T_1 pour qu'il ne passe dans R_{13} qu'un courant aussi réduit que possible, afin de limiter la chute de tension aux bornes de cette résistance.

Le but de R_{13} est de protéger le transistor T_1, en cas d'application intempestive d'une tension élevée en E. Les diodes D_1 et D_2, normalement bloquées, aident aussi pour cette protection. Le condensateur C_2 transmet à la base de T_1 les composantes alternatives de la tension.

Il suffit de ± 7 mV à l'entrée de la base de T_1 pour bloquer T_1 ou T_2. Le décalage de tension possible sur la base de T_2, nettement plus grand, permet de compenser une composante continue assez importante sur la tension d'entrée.

Suivant la valeur du signal logique P (polarité), appliqué à la seconde entrée de TS_1 directement et à la seconde entrée de TS_2 par l'inverseur I, on obtient, sur la sortie du « nand » de sortie, un signal rectangulaire en phase avec E, ou en opposition de phase.

Dans le cas où l'on connaît les deux niveaux (maximal et minimal) de la tension d'entrée, il peut être intéressant de vérifier qu'ils commandent bien le système de mise en forme. C'est le rôle des deux L.E.D., D_3 et D_4 dont l'une est allumée, l'autre éteinte, suivant que le niveau de sortie du « nand » final est haut ou bas. La résistance R_{10} est une résistance de « tirage », donnant une valeur plus haute pour le niveau haut, et fournissant une partie du courant de D_4 quand la sortie est au niveau haut.

Sur la position « 1 » de K_2, il suffit de 5 mV efficace à l'entrée E pour commander la mise en forme. A la position 1/10, la tension d'entrée doit être de plus de 50 mV efficace, et il faut 0,5 V eff. dans la position 1/100.

On peut compléter le montage de la figure 17-2 par un filtre passe-bas, ayant différentes fréquences de coupure (généralement du type R-C), pour éliminer les fréquences parasites élevées, ainsi que par un passe-haut du même type, pour éliminer éventuellement une composante B-F. parasite.

Il ne faut pas oublier, en effet, que le filtrage d'une tension par un passe-bas du type R-C réduit deux fois plus l'harmonique 2 que le fondamental et relève ainsi le rapport fondamental/harmoniques, ce qui est meilleur pour éviter une ambiguïté dans la mise en forme, si la tension E est riche en harmoniques.

L'horloge

De ce côté, aucune difficulté : on part d'un oscillateur à quartz, donnant en général 10 MHz, quelquefois 1 MHz, suivi d'une succession de diviseurs par 10, le premier en TTL et les suivants en C-MOS par exemple, pour réduire la consommation.

Il est bon de prévoir une sortie de 100 kHz ou même de 200 kHz sur le panneau avant, pour permettre un étalonnage de l'horloge. En effet, il y a beaucoup de zones où l'on peut recevoir l'émission de l'émetteur anglais de « B.B.C. grandes ondes » ou DROITWICH, sur 1 500 m de longueur d'onde, dont la fréquence porteuse est de 200,000 000 kHz, autrement dit de 200 kHz avec une précision

remarquable (mieux que 10^{-8}). Un simple récepteur de radiodiffusion à transistors permet d'entendre le battement de l'onde de DROITWICH et de celle que produit une petite antenne, branchée dans la sortie 200 kHz de l'horloge (on peut utiliser la sortie 100 kHz, l'harmonique sera fort bien reçu par le récepteur). En ramenant la petite antenne à une distance correcte du récepteur, on repère parfaitement une variation périodique du volume sonore et du souffle : quand on est arrivé à une période en plus de 5 secondes, l'étalonnage de l'horloge est déjà bon à mieux de 10^{-6} près.

La commande de la porte

Il faut, pour commander la porte, disposer d'un signal rectangulaire d'une durée parfaitement définie. Comme on a déjà une horloge, cela peut sembler très simple, mais ne l'est pas tout à fait autant qu'on le croit tout d'abord.

L'emploi d'un simple bistable, commandé par l'horloge, pourrait, à la rigueur, être envisagé pour la durée de 10 s et de 1 s. Il faudrait, avec ce bistable en position « repos », connecter l'entrée H du bistable à une sortie 1 Hz de l'horloge, attendre le passage de deux tops à 1 Hz (un pour faire commencer le signal de commande, un pour le faire finir) et rouvrir le contact.

Pour une durée de commande de 1/10 s, cette méthode, déjà peu pratique pour 1 s, devient inutilisable.

On emploie alors le système du circuit à trois positions, par exemple celui qui est représenté sur la figure 17-3.

La commande (impulsion négative) est appliquée en (T), faisant basculer le R-S constitué par les portes (1) et (2). La sortie en (A) passe au niveau haut.

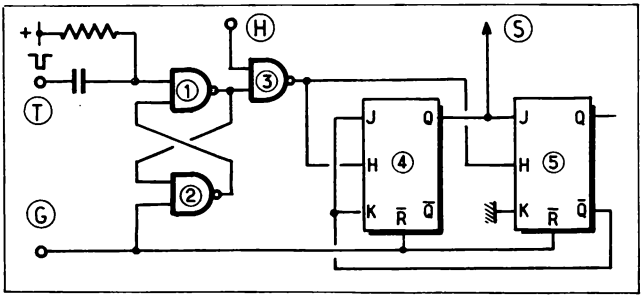


Fig. 17-3. — Schéma du circuit à trois positions, utilisé pour la commande du comptage (déblocage de la porte P dans la figure 17-1) entre la première impulsion d'horloge (en H) qui suit la commande en (T) et l'impulsion suivante uniquement.

Les signaux de l'horloge arrivent en (H). Dès que (A) est passé au niveau haut, la porte (3) leur ouvre le passage vers le point (B).

Les deux J-K (4) et (5) constituent le circuit à trois positions proprement dit. Au départ, ils sont tous deux dans l'état repos, leurs sorties Q au niveau bas. La sortie $\overline{Q}$ de (5) est donc à niveau haut.

La première impulsion en (B) fait basculer (4), mais pas (5), puisque son entrée J était au niveau zéro. La sortie en (S) passe donc au niveau haut lors de la première impulsion d'horloge qui suit l'application du déclenchement en (T).

La suivante passe aussi en (B). Elle agit de nouveau sur (4) qui repasse à l'état repos, la sortie en (S) passe alors au niveau bas. Mais cette impulsion agit aussi sur

(5), puisque, lors de son arrivée, l'entrée J de (5) était au niveau haut. Donc la sortie $\overline{Q}$ de (5) passe au niveau bas, bloquant (4) par ses entrées J et K.

Les impulsions suivantes en (H), quoique passant en (B), seront sans effet sur (4) et (5).

Nous aurons donc en (S) un signal qui passe au niveau haut lors de la première impulsion d'horloge qui suit la commande en (T), repasse au niveau bas lors de l'impulsion d'horloge qui suit immédiatement la précédente, puis ne varie plus.

Il faudra appliquer un signal négatif en (G) pour remettre à zéro les basculeurs (4) et (5) (en fait, on ne remet à zéro que (5) à ce moment), pour que le tout soit apte à fonctionner de nouveau, sous l'effet d'une commande de déclenchement en (T).

La présence du signal en sortie Q de (5) indique que le comptage vient d'être effectué.

Cadencement

Le rôle du système de cadencement est de fournir l'impulsion en (T), en même temps que l'on remet à zéro les décades (cette remise à zéro doit être terminée quand la première impulsion d'horloge qui suit le signal en (T) arrivera en (B)). Après le comptage, le système de cadencement doit commander la prise en compte du résultat du comptage par les mémoires, pour permettre l'affichage. L'utilisation de mémoires intermédiaires permet de conserver l'affichage du comptage précédent pendant le comptage suivant.

Ce cadencement se fera donc par un ensemble de logiques, de monostables si nécessaire, avec une répétition de la mesure qui pourra être du type « manuel », nécessitant la manœuvre d'un contact pour effectuer un nouveau cycle de mesure, ou du type « automatique », recommençant périodiquement la mesure sous l'effet des commandes données par une base de temps.

Affichage

La sortie des mémoires est faite en décimal codé binaire. On peut utiliser autant de décodeurs BCD-7 segments qu'il y a d'afficheurs. On peut aussi utiliser un système de multiplexage, qui permet de n'utiliser qu'un seul décodeur, fonctionnant en « temps partagé » entre les différentes sorties BCD des décades, via les mémoires. On y gagne en facilité du câblage des afficheurs, car, pour N afficheurs à 7 segments, on n'a plus besoin que de N + 7 fils de connexion, alors qu'il en faudrait 7 N + 1 sans système multiplex.

Extension des possibilités

On peut utiliser le fréquencemètre pour faire des mesures de rapport de fréquence. Il suffit de remplacer l'horloge à quartz par un circuit mettant en forme le signal d'une autre entrée, à fréquence F', qui sert de base de mesure pour la fréquence F.

Le même appareil peut devenir un chronomètre, si l'on envoie dans l'entrée E une fréquence connue, par exemple du 1 MHz, si l'on veut mesurer un temps en microsecondes. On commande alors la porte P de la figure 17-1 par un signal commençant au moment du « start » (début de la mesure de durée) et finissant au « stop » (fin de cette mesure).

Cet appareil peut aussi devenir un « périodemètre », c'est-à-dire un instrument qui mesure la durée de la période d'un signal donné, en laissant une fréquence connue à l'entrée E, mais en utilisant le signal de période inconnue comme horloge.

La mesure de la période est à utiliser, de préférence à la mesure de fréquence, quand le signal dont on veut connaître la fréquence, est à fréquence assez basse. En effet, le comptage est toujours fait à une unité près. Si la fréquence est de 40 Hz, par exemple, on n'aura donc qu'une précision de 2,5 % en comptant pendant une seconde, et on n'arrivera qu'à 0,25 % en comptant pendant 10 s, ce qui est long. Mais, comme la période du signal est de 25 000 μs, si on la mesure à 1 μs près, on a une précision de mesure qui atteint 4.10^{-5} ou 0,004 %. Et, d'ailleurs, on procède généralement à la mesure de durée de 10 périodes du signal et non d'une seule : la mesure de période est alors effectuée avec une erreur absolue de 0,1 μs, ce qui donne encore dix fois plus de précision relative.

Appareils en circuits intégrés

Les progrès des circuits LSI prévus pour les appreils de mesure, en particulier pour les fréquencemètres, sont tels que, avec un seul circuit du type ICM 7216 *(INTERSIL)*, on réalise un fréquencemètre-périodemètre-chronomètre-compteur-ratiomètre (mesure d'un rapport de fréquences) en ajoutant simplement au circuit les afficheurs 7 segments, un quartz oscillateur à 10 Mz et les commandes (choix du mode de fonctionnement par un premier commutateur, choix de l'échelle de mesure par un second). Tout est dans le circuit, y compris les diviseurs de fréquence depuis 10 MHz, le circuit de cadencement, le circuit de commande de porte, les mises en forme, etc.

Extension en fréquence

On est généralement limité du côté des fréquences élevées par les possibilités des compteurs. Les modèles en TTL classiques vont bien jusqu'à 10 ou 20 MHz, la TTLS (série SCHOTTKY) monte à 40 ou 50 MHz (les CMOS étaient jusqu'à présent limités à moins de 5 MHz, avec le circuit indiqué plus haut, ils arrivent maintenant à 10 MHz).

Si l'on veut aller plus haut en fréquence, la meilleure solution consiste à faire précéder l'appareil par un diviseur apériodique intégré rapide.

Le spécialiste en la matière est surtout PLESSEY, qui réalise des compteurs allant jusqu'à 1 200 MHz (ou 1,2 GHz). Il y a des modèles assez économiques qui ne montent « qu'à » 250 MHz, et d'autres constructeurs commencent à proposer des diviseurs binaires, allant à plus de 400 MHz sous une forme économique.

Pour les fréquences au-delà du gigahertz, il faut envisager, tant que les circuits intégrés n'auront pas fait un nouveau progrès spectaculaire en fréquence, la solution du système à battements. Il est vrai que, dans ce domaine de fréquences, qui tient plus des UHF que de la logique, il devient plus normal de procéder aux mesures de fréquence par l'emploi d'ondemètres à cavités.

17-2. — LES MESURES DE DURÉE

Méthodes analogiques

On peut mesurer une durée en procédant à une intégration. On utilise un condensateur C, initialement déchargé, dans lequel on envoie, depuis l'instant t_0 jusqu'à l'instant t_1, un courant connu I. La tension finale de charge du condensateur est alors :

$$V = \frac{I}{C}(t_1 - t_0)$$

Il s'agit donc de produire un courant connu et constant, ce qui est facile, puis de mesurer la tension aux bornes d'un condensateur, ce qui l'est moins, car il ne faut pas le décharger.

Une solution possible est celle de la figure 17-4. On voit que le signal « start » (début de la mesure, au temps t_0) est appliqué, en négatif, par le condensateur C_2 au bistable R-S formé des portes « nand » C-MOS P_1 et P_2.

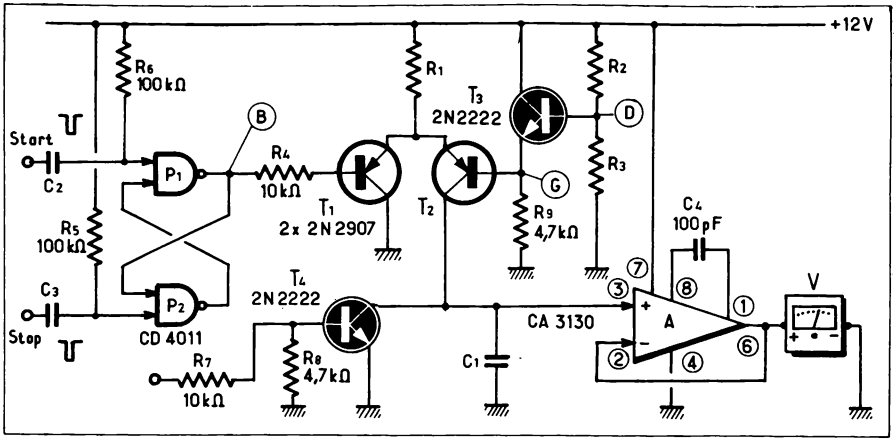


Fig. 17-4. — Mesure de durée utilisant une méthode analogique. Entre les deux basculements du bistable R-S P_1-P_2, le générateur de courant constant qui utilise T_2 et T_3 charge C_1, préalablement déchargé par T_4. La tension finale aux bornes de C_1, lue sans la perturber par l'amplificateur suiveur A (un CA 3130), est proportionnelle à la durée de la charge de C_1.

Ce signal, faisant basculer le R-S fait passer le potentiel de (B) au-dessus de celui de (D) (fixé par un diviseur de tension à résistances R_2-R_0), donc largement au-dessus de celui du point (G) (qui est à 0,6 V au-dessous de celui de (D) du fait de la présence de l'étage collecteur commun T_3).

Le courant dans R_1, qui allait vers la masse via T_1, passe maintenant par T_2 et va charger C_1 (initialement déchargé par l'application d'une tension positive en (Z), qui sature le transistor T_4, normalement bloqué).

Le courant de charge de C_1 est parfaitement connu, puisque la tension base-émetteur de T_0 compense celle de T_2, le potentiel de l'émetteur de T_2 est exactement celui du point (D), et le courant dans R_1 est donc parfaitement connu.

L'amplificateur opérationnel A en C-MOS (par exemple un CA 3130), est monté en gain unité, permettant donc de mesurer la tension aux bornes de C_1 sans le décharger. Il suffit, en sortie, d'un voltmètre courant V.

Pour connaître les limites du système, estimons les caractéristiques limites des différentes parties.

Pour le générateur de courant constitué par T_2, on ne peut guère compter sur une précision acceptable si on tente de descendre jusqu'à 0,2 μA.

Le condensateur C_1, qui doit être au « Mylar » ou au « Styroflex », ne peut qu'exceptionnellement atteindre 10 μF.

La tension aux bornes de C doit être inférieure à 10 V. Un 10 μF chargé par 0,2 μA se charge de 1 V en 20 s : la durée limite est donc de l'ordre de 200 s.

Du côté des durées courtes, on peut parfaitement réduire la capacité de C_1 à 1 nF (le courant d'entrée de 1 pA du CA 3130 n'introduit, lors de la lecture,

qu'une dérive de 1 mV/s). Le courant de charge peut monter à 10 mA. Nous aurons donc une vitesse de charge de 10 V/μs, soit la possibilité de mesurer un temps de 0,1 μs (mais cela nécessiterait un changement des systèmes de déclenchement, les portes usuelles en CMOS du basculeur risquant de ne pas être suffisamment rapides).

Méthodes par comptage

Nous avons évoqué plus haut la structure des appreils de mesure de durée à comptage. Ils mettent en œuvre le comptage des périodes d'une horloge parfaitement étalonnée (base de temps à quartz) pendant la durée à mesurer.

Comme nous l'avons dit, il y a maintenant des circuits intégrés si perfectionnés qu'il n'y a pratiquement que fort peu de choses à leur ajouter pour réaliser un chronomètre.

Le seul point qui mérite qu'on s'y attarde un peu est la mise en forme des signaux de « start » (au temps t_0 de début de la mesure) et de « stop » (au temps T_1 de fin de mesure).

Il est souvent utile de munir les entrées correspondantes de portes qui ne sensibilisent les entrées qu'au moment où on le désire, en particulier pour le « start ». En effet, dans de nombreuses réalisations, il y a une logique qui interdit toute nouvelle mesure, une fois que l'on a reçu le « stop », avant d'avoir effectué une manœuvre de remise au zéro.

Pour le start, on peut utiliser un basculeur R-S, qui présente l'avantage de n'être sensible à une commande qu'une fois, après avoir été remis au zéro. Le seul point qui reste à préciser est de savoir comment on va lui appliquer cette commande.

Le circuit de la figure 17-5, bien moins compliqué qu'on ne le croit à première vue, fournit une solution très générale.

Le bistable est constitué par les deux portes TTL P_1 et P_2. Le passage de la sortie de P_2 à niveau bas, sous l'influence d'un signal négatif sur le collecteur de T_3, dérivé par le système R_{10}-C_3-T_4, fournit en (S) une impulsion négative. Le tout ne sera « réarmé », c'est-à-dire capable de détecter de nouveau un signal, qu'après application d'un niveau bas, par un poussoir par exemple, à l'entrée (G).

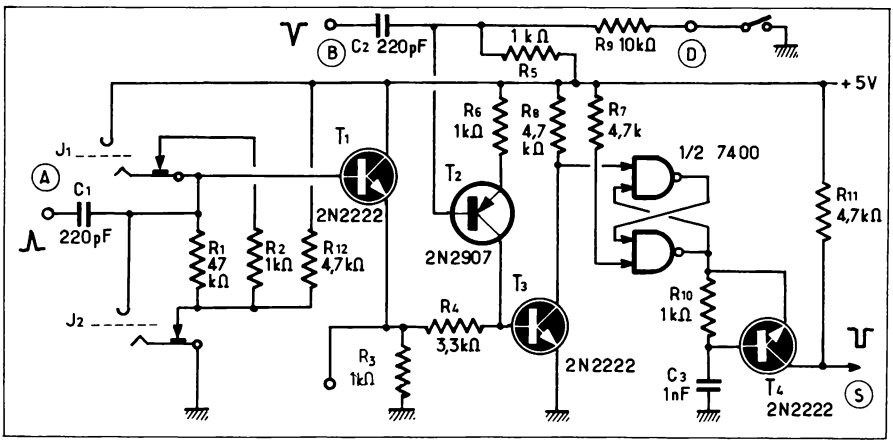


Fig. 17-5. — Schéma du circuit permettant la commande de mise en route d'une mesure de temps à partir d'une occultation de photodiode, d'un démasquage de photodiode, de la fermeture d'un contact, d'un top positif ou d'un top négatif.

Les deux prises de jack, J_1 et J_2, sont prévues pour la commande de start par une photodiode.

Si l'on met une fiche de jack, reliée par un câble à une photodiode dont la cathode est connectée au conducteur central de la fiche, dans la fiche J_1, on ouvre le contact correspondant de la prise : le point (M) est alors relié à la masse par R_1, qui devient la résistance de charge de la photodiode. Quand cette photodiode recevra de la lumière, le potentiel du point (M) (qui est nul tant que la photodiode n'est pas éclairée) montera vers +5 V. Le transistor T_1, un étage collecteur commun destiné à permettre l'utilisation d'une résistance de charge R_1 d'assez forte valeur, donnera alors, en (T) un signal haut, qui débloquera T_3 et produira une impulsion négative en (S).

Si c'est dans la prise J_2 que l'on branche la fiche reliée à la photodiode, le contact de la fiche du bas s'ouvre. Le point (M) est maintenant relié au +5 V par R_{11} (négligeable) en série avec R_1. Ce point (M) est aussi relié à la masse par la photodiode, ce qui fait qu'il est au potentiel zéro si la photodiode est éclairée, mais que son potentiel monte si la dite photodiode se trouve occultée.

On a alors un système sensible au masquage de la photodiode, alors que, en branchant cette dernière dans la prise J_1, le système était déclenché par un démasquage.

Quand les prises J_1 et J_2 ne sont utilisées ni l'une ni l'autre, il n'y a plus que 1 kΩ entre le point (M) et la masse. Cette résistance, avec le condensateur C_1, réalise un circuit dérivateur à courte constante de temps, qui permet de commander le transistor T_1 par un flanc montant raide appliqué au point (A).

Le transistor T_2, qui est un P-N-P, sera débloqué par un signal bas sur sa base : c'est-à-dire :

— par un top négatif ou un flanc raide descendant appliqué au point (B);

— par la fermeture d'un contact entre le point (D) et la masse.

Ainsi, le circuit permet d'envoyer un signal de start (S), une fois qu'il a été « armé » (niveau nul en (G) pendant un temps court), si on le commande par :

— une occultation de photodiode;

— un démasquage de photodiode;

— un top négatif (ou un flanc descendant);

— un top positif (ou un flanc ascendant);

— une fermeture de contact.

La sortie (T) sert à vérifier en continu le niveau de tension donné par la photodiode utilisée et à s'assurer que le démasquage ou l'occultation du faisceau lumineux est bien efficace.

On peut parfaitement prévoir un second circuit, identique à celui de la figure 17-5, pour commander le « stop ».

Commande unique « start-stop »

Il y a des cas où l'on désire faire une mesure de la durée séparant deux impulsions produites sur le même fil.

La meilleure solution consiste alors à utiliser un circuit à trois positions, tout à fait analogue à celui de la figure 17-3, qui fournira, sur la sortie Q du premier J-K, un signal commençant à la première impulsion et finissant à la seconde, puis plus rien, même si l'on envoie d'autres impulsions sur l'entrée de commande (il faut remettre les J-K à zéro pour rendre le tout sensible à nouveau). On peut aussi envisager un basculeur du type R-S dans lequel on commande l'entrée R, ainsi que l'entrée S séparément si l'on veut, mais en ayant la possibilité de commander ces deux entrées ensemble. Le circuit comporte un monostable MS qui,

après une commande S, bloque la commande à l'entrée R (fig. 17-6). Ainsi, si l'on commande l'entrée S quand la sortie (B) est au niveau bas, le monostable peut fonctionner, puisque son entrée A est au niveau bas. Il donne, sur sa sortie Q, un signal négatif qui fait basculer le R-S.

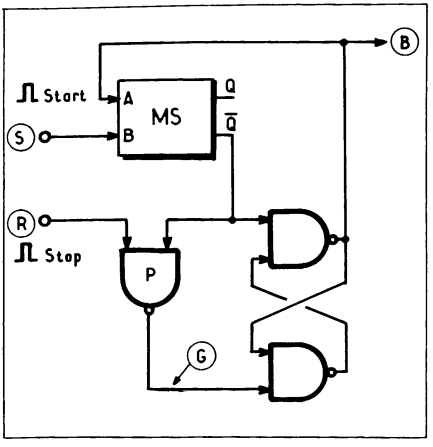


Fig. 17-6. — On peut utiliser ici séparément la commande « start » pour commencer un chronométrage, et la commande « stop » pour le terminer. Mais l'emploi du monostable qui inhibe pendant quelques microsecondes le passage du stop, permet d'utiliser les entrées start et stop reliées ensemble pour commander un chronométrage par envoi des deux impulsions sur une même voie.

Si l'on veut, par la suite, envoyer une impulsion positive sur l'entrée R, elle est inversée par la porte P et remet le basculeur au repos. La sortie (B) étant à niveau haut, MS ne déclenche pas.

Si l'on attaque en même temps les entrées R et S, la première commande passe par MS, qui déclenche, et met le basculeur dans l'état travail, mais elle ne va pas sur l'entrée (G) du basculeur, puisque le monostable l'a bloquée. La seconde impulsion ne déclenche pas le monostable, elle ne va donc pas en (L) et elle peut aller en (G), remettant le bistable au repos.

Mesure de la durée haute d'un signal répétitif

Nous avons envisagé cette mesure page 315 (fig. 16-16). Mais on peut avoir à la faire pour un signal répétitif en souhaitant que la mesure soit effectuée sur un seul signal.

On peut y arriver par le montage de la figure 17-7.

Il utilise un double monostable dont l'une des sections, MS_1, est commandée par les flancs montants du signal à étudier (E), puisqu'il est attaqué sur son entrée B. Le second monostable, MS_2, est commandé par les flancs descendants de (E), puisqu'il est déclenché sur son entrée A. Les signaux de MS_1 et MS_2 sont très courts, nettement plus courts que la plus petite durée de la période du signal en (E).

Lorsque l'on veut procéder à la mesure, on envoie un top négatif en (T) sur le bistable R-S (1)-(2), qui bascule, rendant passante la porte (5).

Le premier top de MS_1 (synchrone d'un flanc montant en E) qui suit ce basculement peut alors passer par (5) et commander le basculement du bistable R-S (3)-(4). En même temps, il rebascule le bistable (1)-(2).

Le premier signal de MS_2 qui suit rebascule le bistable R-S (3)-(4).

Le signal en (G) est donc unique, commençant au premier flanc montant de (E) qui suit le signal en (T), finissant au flanc descendant de (E) qui suit juste ce flanc montant. Le signal en (G) peut alors être mesuré sans difficulté puisqu'il est unique.

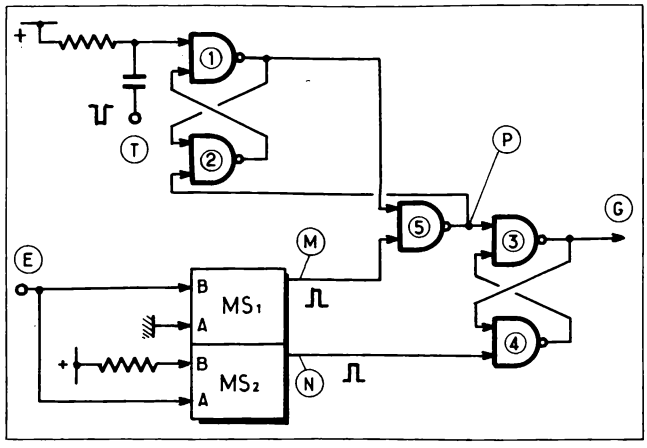


Fig. 17-7. — Le double monostable MS_1-MS_2 (par exemple un 74123) est commandé par le signal à étudier E. La section MS_1 déclenche sur les flancs montants de E, la section MS_2 sur les flancs descendants. L'arrangement des bistables et du re-verrouillage du bistable (1), (2) permet de n'avoir en sortie qu'un seul signal correspondant à la durée « haute » du signal en E.

On ne peut reprendre une autre mesure que par action sur l'entrée (T).

Si l'on veut rendre le montage plus universel, on peut attaquer les monostables non plus directement, mais par l'intermédiaire d'un circuit « ou exclusif », dont la sortie commande le B de MS_1 et le A de MS_2. Une de ses entrées reçoit le signal (E), l'autre un niveau logique (P) (polarité).

On sait, en effet, qu'un « ou exclusif » peut être utilisé comme amplificateur logique sans inversion (l'entrée non commandée par le signal étant au niveau zéro) ou avec inversion (en portant l'entrée de sélection de polarité au niveau 1). Ainsi, comme on peut appliquer aux monostables le signal E lui-même ou inversé, on peut mesurer la durée de la partie haute du signal, ou celle de la partie basse, si le « ou exclusif » joue le rôle d'inverseur logique.

Nous avons, là encore, un exemple de réalisation de circuit dans lequel on évite de commuter des signaux ayant des flancs raides pour changer la fonction de l'ensemble : chaque fois que c'est possible, le commutateur de fonction doit agir uniquement sur une entrée, pour lui appliquer un niveau logique constant, haut ou bas suivant la fonction que l'on désire.

Recommandation générale pour la mesure des durées

On pense toujours, dans le cas d'une mesure de durée courte, à l'emploi d'une horloge rapide et d'un compteur qui puisse suivre une telle fréquence. Mais on pense moins souvent à la qualité que doivent avoir les circuits de commande. Les portes doivent répondre très vite (on peut choisir des portes E.C.L.), mais surtout il est essentiel que les circuits commandant le « start » et le « stop » introduisent peu de retard vers la commande de la porte, et surtout que ces retards soient aussi égaux entre eux que possible.

CHAPITRE 18

Mesures de phase

Quand on parle de mesures de phase, on sous-entend toujours qu'il s'agit en réalité de mesures de déphasage : il y a un signal que l'on prend comme origine de phase.

En toute rigueur, on ne peut comparer que les phases de deux signaux ayant la même forme (deux sinusoïdes, deux signaux carrés symétriques, deux dents de scie). Bien entendu, les signaux doivent avoir la même fréquence, sinon leur déphasage mutuel varie constamment.

Nous envisagerons d'abord le cas de deux tensions sinusoïdales, puis nous passerons au cas de deux tensions en signaux carrés symétriques, que ce soit la forme initiale des tensions, ou qu'il s'agisse de formes d'ondes différentes que l'on a préalablement transformées en signaux carrés.

18-1. — CAS DE DEUX TENSIONS SINUSOÏDALES

Si l'on ne désire pas transformer les tensions en d'autres formes d'onde, on peut faire des mesures assez précises en utilisant l'oscilloscope.

On pense tout de suite à l'emploi des « Figures de LISSAJOUS— », et c'est une bonne solution.

Le principe est bien connu (fig. 18-1); on applique, à l'entrée de l'amplificateur de déviation X de l'oscilloscope, la tension de référence E_1, la tension E_2 étant appliquée à l'entrée de la déviation verticale Y.

A ce propos, commençons par une mise en garde. Dans ce type d'emploi de l'oscilloscope contrairement au cas d'un tracé avec balayage linéaire en X, il n'y a pas de commande de la brillance du spot en fonction de son déplacement. Donc, si la tension E_1, quand elle disparaît pour une raison accidentelle quelconque,

Fig. 18-1. — En appliquant une tension sinusoïdale E_1 à l'entrée X d'un oscilloscope et une autre tension sinusoïdale E_2 de même fréquence à son entrée Y, on obtient une figure de LISSAJOUS, dont la forme permet de connaître le déphasage entre les tensions.

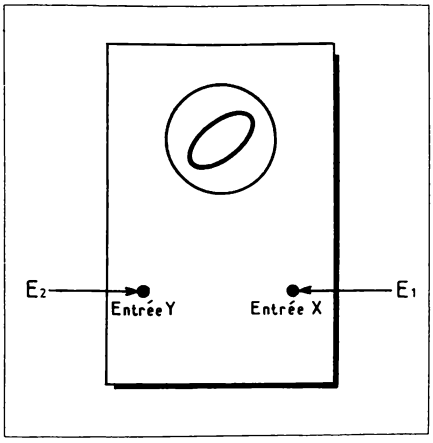
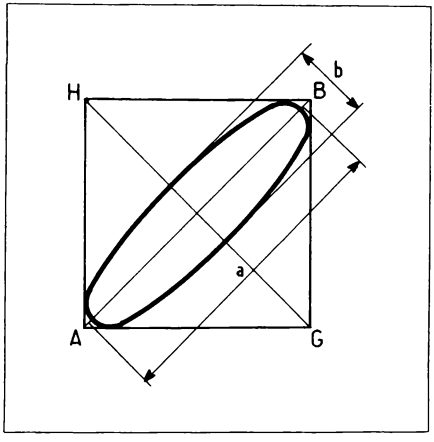


Fig. 18-2. — La figure de LISSAJOUS, inscrite dans un carré, est une ellipse dont les axes sont à 45°. Le rapport b/a de l'axe suivant la diagonale GH (ici le petit axe) à l'axe suivant la diagonale AB permet de calculer la phase.



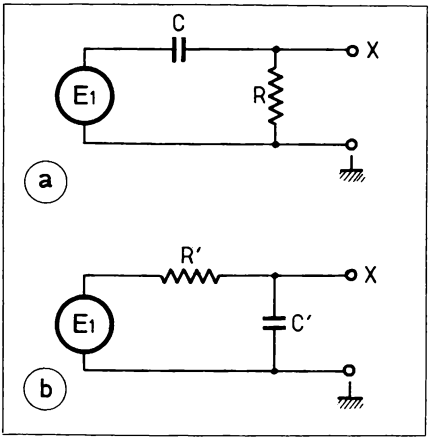


Fig. 18-3. — Si l'amplificateur X de l'oscilloscope présente, à la fréquence utilisée un déphasage pas trop important, on peut le corriger par un des réseaux indiqués ci-dessus.

entraîne la disparition de la tension E_2, le spot s'immobilise en un point, sans que sa brillance soit réduite. Il peut en résulter une destruction très rapide d'une partie de l'écran. La plus grande partie des balafres que l'on voit sur des oscilloscopes ont été faites lors de tracés de figures de LISSAJOUS, principalement quand on veut relever le déphasage entre la tension d'entrée E_1 et la tension de sortie E_2 d'un amplificateur (ce qui est assez courant). La coupure de la tension d'entrée provoque ici la coupure de la tension de sortie et... cela peut être la catastrophe.

Donc, en cas de tracé de figure de LISSAJOUS il faut *AVOIR TOUJOURS LA MAIN SUR LA COMMANDE DE BRILLANCE* du spot et ne *JAMAIS LAISSER LE TOUT SANS SURVEILLANCE*, même si l'on ne fait pas partie de la S.P.T.C. (Société Protectrice des Tubes Cathodiques).

La première condition pour pouvoir utiliser correctement la figure de LISSAJOUS est de réaliser une trace qui ait une largeur égale à sa hauteur, autrement dit qui s'inscrive dans un carré et non dans un rectangle.

Pour cela, on débranche l'entrée Y, et l'on examine la longueur de la trace, faite par seule action de E_1 sur l'entrée X. Après quoi, on rebranche l'entrée Y, on déconnecte la tension E_1 de l'entrée X (attention, ne *jamais* déconnecter *EN MÊME TEMPS* les entrées X et Y, pour ne pas immobiliser le spot), et l'on amène, par action sur le réglage progressif du gain Y, la droite verticale que l'on obtient maintenant à la même longueur que la droite horizontale que l'on avait eue lors du premier essai.

On obtient alors, sur l'écran, une ellipse dont les axes sont inclinés à 45° sur les traits du graticule. Il suffit de mesurer son axe *b* (dans la direction de la diagonale GH) et son axe *a* (dans la direction de la diagonale AB). Dans le cas de la figure 18-2, *b* est le petit axe et *a* le grand mais ce n'est pas nécessairement le cas. On obtient alors le déphasage φ par la formule :

$$\varphi = 2 \operatorname{Arctg}\left(\frac{b}{a}\right)$$

(il y a lieu de noter que, dans certaines calculatrices, on emploie, à la place de la fonction Arctg, la notation américaine : TAN^{-1}).

Pour un déphasage nul, l'ellipse se réduit à la droite AB. Si le déphasage est de 90°, on obtient un cercle inscrit dans le carré AGBH. Pour un déphasage de 180° (opposition de phase), l'ellipse se réduit à la droite GH.

Si le déphasage dépasse 180°, nous retrouvons la même ellipse que pour la valeur de déphasage symétrique par rapport à 180° : les ellipses correspondant aux déphasages de 220° et de 140°, par exemple, sont identiques.

Évidemment, suivant qu'il s'agit de l'un ou de l'autre, le spot tourne dans deux sens opposés, mais, si la rotation est rapide, on ne peut savoir dans quel sens il tourne.

Cette indétermination peut être levée par l'emploi d'une méthode très ingénieuse : le « marqueur ESTRABAUD ». Il s'agit d'un moyen de tracer sur l'ellipse une véritable flèche, indiquant le sens de rotation. Pour cela, il suffit d'injecter, sur l'électrode de focalisation (on peut y accéder par un branchement pas bien compliqué, sur le curseur du potentiomètre de focalisation), un signal carré à la fréquence des tensions E_1 et E_2, transmis par un condensateur de capacité suffisamment faible pour que le signal soit dérivé.

On applique donc à cette électrode des tensions ayant un flanc raide, suivi par un retour progressif à zéro. La trace est donc défocalisée brusquement, puis refocalisée progressivement : elle dessine une sorte de flèche, montrant le sens de rotation en deux points de l'ellipse.

Évidemment, le préalable indispensable à une telle mesure est la vérification de l'absence de déphasage venant des amplificateurs de l'oscilloscope eux-mêmes. Cette vérification est facile à faire, en attaquant les entrées X et Y par le même signal E_1 : on doit obtenir une droite sur l'écran. Si ce n'est pas le cas, le coupable est vraisemblablement l'amplificateur X, souvent négligé dans les oscilloscopes.

Si le déphasage apportée par cet amplificateur à la fréquence considérée est faible, on peut très bien le compenser. Il suffit d'interposer entre la source de tension E_1 et l'entrée de l'amplificateur X, un circuit R-C qui corrige ce déphasage (uniquement à la fréquence utilisée, mais on n'en demande pas plus).

Pour corriger un déphasage en retard apporté par l'amplificateur X, ce qui sera le cas le plus fréquent, on utilise le montage de la figure 18-3 a. Le condensateur

C présente, à la fréquence utilisée, une impédance assez faible par rapport à R (cette dernière peut être tout simplement la résistance d'entrée de l'amplificateur X). Le montage de la figure 18-3 b convient pour corriger un déphasage en avance de l'amplificateur X : on prend alors C′ tel que son impédance à la fréquence utilisée soit assez grande par rapport à la résistance d'entrée de l'amplificateur X, et R′ petite par rapport à cette valeur.

Évidemment, on ne sait pas, au départ, si l'amplificateur S déphase en avance ou en retard. Il suffit d'essayer, par exemple, le circuit de la figure 18-3 b, avec R′ variable, commençant à zéro, pour voir si l'introduction de R′ aggrave le mal ou y remédie.

Mesure de phase par comparaison de traces

Si l'on ne souhaite pas, pour une raison quelconque (mauvaise qualité de l'amplificateur X, ou absence de ce dernier par exemple) utiliser la méthode des figures de LISSAJOUS, on peut comparer les phases en comparant les positions des traces données par E_1, puis par E_2 (ou en les traçant en même temps si l'oscilloscope le permet).

Dans le cas où on les trace l'une après l'autre, il est bien évident que la synchronisation du balayage doit être donnée, dans les deux cas, par un signal extérieur, le même pour les deux traces. C'est ce signal qui constitue la référence de phase pour les deux tracés. Il serait évidemment ridicule de synchroniser le balayage en « intérieur », par le signal lui-même : on arriverait à conclure qu'il n'y a aucun déphasage, si les amplitudes sont les mêmes puisque le déclenchement aurait lieu, dans chaque cas, avec la même phase par rapport à la sinusoïde tracée. Pour des amplitudes différentes des deux signaux, nous conclurions à un déphasage qui n'existe peut-être pas.

Pour être bien sûr que la synchronisation du balayage n'est pas affecté du tout par le signal appliqué à l'entrée Y, il est bon de faire varier le gain Y et de vérifier que l'on ne change pas, en agissant ainsi, la phase de la sinusoïde tracée.

Évidemment, la méthode de choix est l'emploi d'un oscilloscope bicourbe, qui permette d'observer simultanément les deux traces. Si le dit oscilloscope est un modèle à deux faisceaux, avec des amplificateurs Y indépendants et un balayage X commun, c'est parfait : il n'y a aucune ambiguïté possible.

Si l'oscilloscope (cas beaucoup plus classique) comporte un commutateur électronique d'entrée, il faut prendre des précautions. Si on peut le faire, il est toujours préférable d'utiliser alors le mode de fonctionnement « découpé » (ou « chopped ») de préférence au mode « alterné ». En fonctionnement découpé, les deux traces sont dessinées à peu près en même temps, et il ne peut y avoir d'erreur.

Mais, en alterné, on dessine la forme d'onde E_1 pendant les balayages pairs, E_2 pendant les impairs. Avec deux tensions E_1 et E_2 parfaitement en phase, on peut

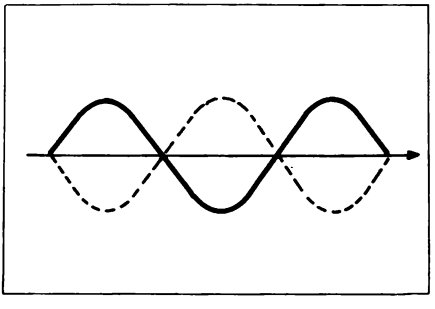


Fig. 18-4. — L'emploi d'un oscilloscope bicourbe à commutateur électronique en mode « alterné » peut faire conclure que la tension E_1 (trait plein) et la tension E_2 (trait pointillé) sont en opposition de phase, alors qu'elles sont, en réalité, en phase. Il faut recourir au mode « découpé » pour être sûr du résultat.

conclure qu'elles sont en opposition de phase (fig. 18-4). En effet, la trace de E_1 (trait plein) est dessinée pour une période et demie, celle de E_2 (nous supposons un temps de retour négligeable) pour une période et demie aussi, comme le montre le tracé en pointillé. Au balayage suivant, E_1 est retracée sur la figure précédente en trait gras.

Le déphaseur progressif

Nous indiquerons ici une méthode permettant d'obtenir, à partir d'une tension sinusoïdale, E_1, une autre tension sinusoïdale E_2, dont on peut commander le déphasage par rapport à E_1 comme on le veut. L'appareil sert aussi bien à l'essai

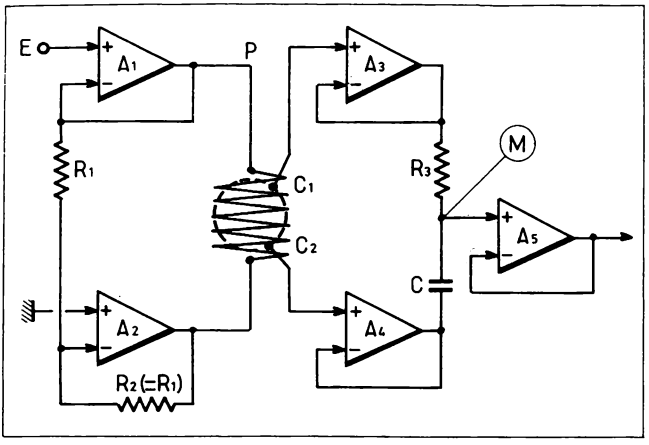


Fig. 18-5. — Déphaseur progressif, utilisant un potentiomètre sinus-cosinus et des amplificateurs opérationnels. Il faut que le module de l'impédance de C à la fréquence F soit égal à R_3. Comme amplificateurs opérationnels, une bonne solution est d'utiliser des TL-082 (doubles).

et à l'étalonnage des mesures de phases qu'à cette mesure elle-même par comparaison.

Le schéma du premier système est indiqué sur la figure 18-5.

Le « cœur » de l'appareil est un potentiomètre « sinus-cosinus », malheureusement très difficile à trouver (il équipait bien des radars des années 45-55). Il comporte une « carte » en fil résistant, sur laquelle peuvent tourner, sur un même cercle, avec des écarts de position de 90°, quatre curseurs. En fait, pour des raisons de pratique, c'est la carte qui tourne, et les curseurs qui sont fixes. Les lecteurs pourront très bien se contenter, dans les surplus, d'un potentiomètre de ce type ayant seulement deux curseurs utilisables sur les quatre (mais pas deux curseurs diamétralement oppposés).

On alimente les deux extrémités de l'enroulement résistant (qui totalise souvent de 10 à 20 kΩ) constituant la « carte », par deux tensions en opposition de phase. L'une est E_1, amenée à basse impédance par l'amplificateur suiveur A_1. L'autre est $-E_1$, fournie par l'inverseur composé de A_2 et des deux résistances égales R_1 et R_2.

Les tensions recueillies sur les deux curseurs consécutifs C_1 et C_2 sont appliquées à des abaisseurs d'impédance (deux suiveurs A_3 et A_4).

Ces tensions sont appliquées à un circuit R_3-C, dans lequel le condensateur C doit avoir, pour la fréquence utilisée, une impédance qui, en module, soit égale à la valeur de résistance de R_3 (de l'ordre de 3 kΩ à 10 kΩ). Ainsi, le point commun (M) de R_3 et de C est porté à une tension alternative, dont on peut démontrer qu'elle est d'amplitude constante, et que son déphasage par rapport à E_1 est égal à la rotation de la carte du potentiomètre.

Pour ne pas perturber la tension présente en (M), on l'utilise via un dernier suiveur, A_5.

On peut ainsi déphaser la tension de sortie d'un nombre illimité de périodes, la rotation de la carte étant sans limitations dans les potentiomètres sinus-cosinus.

Un tel instrument est précieux pour essayer les phasemètres, ainsi que les systèmes du genre « C.P.F. » que nous avons rencontrés plus haut (p. 229).

Les potentiomètres sinus-cosinus étant, hélas! considérés comme des pièces de musée, il est peut être beaucoup plus facile de trouver un « selsyn » (ou « synchromachine »), très utilisé dans les retransmissions de positions angulaires.

Il y en a des quantités de types (transmetteurs de synchrodétection, récepteur de synchrodétection, transmetteur ou récepteur de téléaffichage), pratiquement n'importe lequel convient pour la réalisation que nous donnons ci-après, dans le cas où il serait vraiment trop difficile de trouver un potentiomètre sinus-cosinus. La figure 18-6 indique une réalisation possible.

Le suiveur A_1 fournit une tension de sortie à basse impédance. Le but des trois autres est d'obtenir trois tensions u_1, u_2 et u_3 en triphasé, pour alimenter les connexions sur « Stator » du selsyn (S_1, S_2 et S_3), et obtenir, dans ce dernier, un champ tournant.

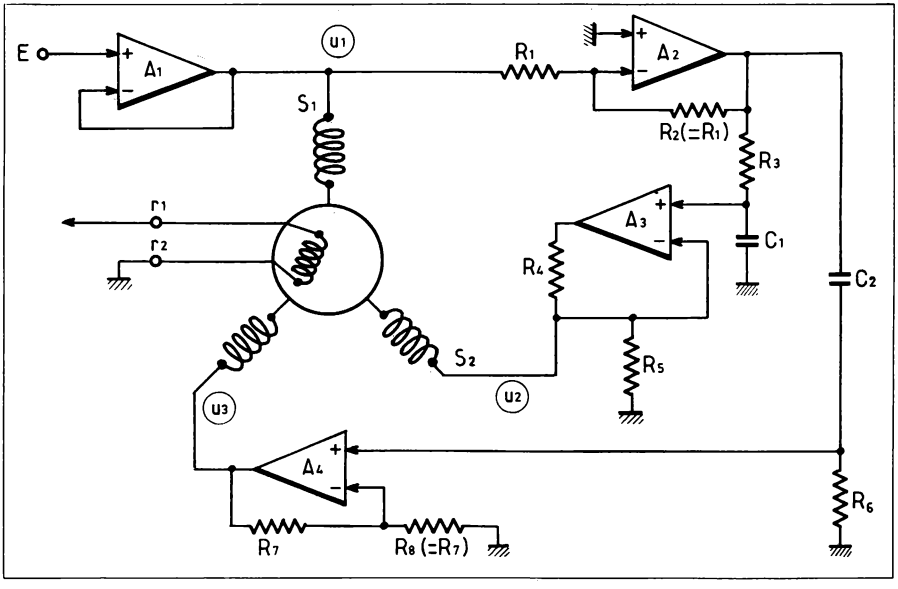


Fig. 18-6. — Autre méthode pour réaliser un déphaseur progressif. On utilise ici une machine tournante du genre « selsyn » ou « synchro ». Les amplificateurs et les réseaux déphaseurs sont là pour fournir une tension triphasée aux enroulements du stator du selsyn. Il faut que le module de l'impédance de C_1 à la fréquence de fonctionnement soit égal à $R_3/1{,}73$ et que le module de celle de C_2 soit égal à $1{,}73 \times R_6$.

Pour y arriver, on déphase la tension de A_2 de 60° en retard par R_3 et C_1. L'impédance de C_1, à la fréquence d'utilisation, doit être, en module, égale à $R_3/1{,}73$. Il faut doubler la tension obtenue, ce qui est le rôle de A_3, pour avoir la phase u_2.

On déphase également la tension de sortie de A_2 de 60° en avance, par C_2-R_6, le module de l'impédance de C_2 devant être égal à 1,73 fois la valeur de R_6. La tension obtenue doit être doublée, ce qui est fait par A_4, pour avoir la phase u_3.

Il faut choisir une tension, pour les phases, suffisamment faible pour que les amplificateurs opérationnels soient à même de la fournir, car les bobinages du stator d'un selsyn sont souvent assez peu résistants.

La tension induite sur le rotor, prise entre les connexions r_1 et r_2, est déphasée, par rapport à E, d'une valeur égale à la rotation de l'axe du selsyn.

Il existe aussi des machines tournantes un peu analogues aux selsyns, appelées « resolvers », ayant deux enroulements au stator au lieu de trois. Elles sont généralement beaucoup plus chères (et inutilement précises). Nous n'en recommandons pas l'utilisation dans le but visé.

L'ensemble de la figure 18-6 ne fournit une rotation de phase bien égale à la rotation de l'axe du selsyn que si les tensions appliquées aux trois bornes du stator constituent un bon triphasé. Il faut d'abord qu'elles aient la même amplitude (si ce n'était pas le cas, il serait facile de retoucher l'amplitude de u_2, que l'on augmente en shuntant R_5 par une résistance adéquate, et que l'on diminue en shuntant R_4, comme il serait facile de retoucher u_3, en shuntant R_8,pour augmenter l'amplitude de u_3, ou R_7 pour la diminuer). Il faut ensuite qu'elles aient la bonne phase, ce qui est plus difficile à vérifier. Il doit y avoir un déphasage de 120° entre chacune des trois tensions, ou, ce qui plus simple à vérifier, il doit y avoir un déphasage de 60° entre la sortie de A_2 et la tension u_2 (ou u_3). Si le déphasage n'est pas bon, on modifie R_3 pour la phase de u_2 et R_6 pour la phase de u_3. Il convient de noter qu'en modifiant ces résistances, on change en même temps les amplitudes de u_2 (en agissant sur sa phase par R_3) et de u_3 (en agissant sur sa phase par R_6).

Emploi des déphaseurs progressifs

Les déphaseurs progressifs des figures 18-5 et 18-6 ont évidemment un inconvénient : ils ne sont utilisables qu'à une fréquence déterminée. Pour celui de la figure 18-5, il n'y a que la résistance R_3 (ou le condensateur C) à modifier pour adapter l'appareil à une fréquence donnée, la seule condition à obtenir étant une amplitude constante en sortie quand on tourne le potentiomètre sinus-cosinus. Dans le cas du montage de la figure 18-6, il faut modifier les deux déphaseurs qui fournissent u_2 et u_3.

Mais, si l'on utilise une fréquence fixe et que l'on veuille, à cette fréquence, faire des mesures précises de déphasage, l'emploi du déphaseur progressif devient très facile. Il suffit d'ajouter la tension de sortie de ce déphaseur et la tension dont on veut connaître la phase, après en avoir inversé une et l'avoir atténuée pour lui donner la même amplitude que l'autre. Quand on arrive au déphasage qui correspond à l'écart de phase entre les deux tensions, la somme devient nulle.

Avec un bon potentiomètre sinus-cosinus, ou avec un selsyn assez classique, on peut garantir une précision meilleure que le degré dans la correspondance entre la rotation de l'axe du selsyn (ou du potentiomètre) et le déphasage apporté par le déphaseur progressif.

Transformation sinusoïde-carré

Si l'on désire faire des mesures de déphasages entre deux tensions sinusoïdales par les méthodes applicables aux signaux carrés, il faut d'abord transformer les sinusoïdes en signaux carrés, et ce avec une bonne précision, ce qui n'est pas aussi simple qu'on le croît généralement.

Bien entendu on pense immédiatement au Trigger de SCHMITT qui est la solution parfaite pour obtenir des signaux rectangulaires à partir de sinusoïdes. Mais, si l'on désire définir avec précision la phase des signaux rectangulaires de sortie par rapport à la sinusoïde, il faut faire en sorte que les seuils du Trigger soient très proches l'un de l'autre, ayant des valeurs bien symétriques par rapport à la tension moyenne de la sinusoïde.

Les modèles intégrés, intéressants par leur rapidité, ne conviennent pas pour cela. Il est possible de les employer toutefois, si on les fait précéder par un amplificateur bien symétrique à transistors, réalisant ainsi un montage tout à fait analogue à une partie de celui de la figure 17-2.

Une bonne solution consiste à employer un amplificateur opérationnel, dont on attaque une entrée par la sinusoïde, l'autre étant mise à la masse (nous supposons toujours que la tension sinusoïdale est symétrique par rapport à la masse, ce qui sera automatiquement le cas si cette tension est pure, sans harmoniques, et qu'on l'a transmise par un circuit de liaison C-R).

On peut corriger l'offset de l'amplificateur, de telle sorte que l'on connaît alors, au millivolt près, la tension d'entrée pour laquelle il passe de la saturation haute à la saturation basse. Cette méthode présente toutefois deux inconvénients :

— de nombreux amplificateurs opérationnels ont une vitesse de réponse relativement faible, limitant leur emploi en conversion sinusoïde-carré à quelques kilohertz;

— la tension de sortie n'a pas des niveaux haut et bas bien définis.

L'emploi d'un comparateur à la place de l'amplificateur opérationnel permet d'améliorer beaucoup les résultats : la vitesse de variation de la tension de sortie (le « slew rate ») est beaucoup plus grande que pour la majorité des amplificateurs opérationnels. Mais ces instruments ont une tendance maladive à l'oscillation H.F. spontanée, lorsque les tensions d'entrées sont proches l'une de l'autre et ne varient pas assez vite. Un moyen pour l'éviter consiste à appliquer la tension à mettre en forme sur l'entrée — et à appliquer une très faible réaction positive sur l'entrée +,

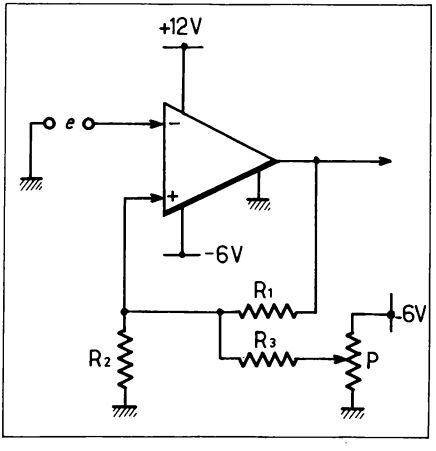


Fig. 18-7. — Méthode pour transformer une sinusoïde en signal carré en utilisant un comparateur, avec une légère réaction positive pour l'empêcher d'osciller spontanément quand la tension d'entrée est faible. Le réglage de P permet d'avoir des seuils de déclenchement bien symétriques.

transformant ainsi le comparateur en un Trigger de SCHMITT (fig. 18-7). Comme on introduit ainsi deux seuils, séparés par une tension d'hystérésis, il faut que cette réaction soit extrêmement faible. La résistance R_2 doit donc être très petite par rapport à R_1. Le rôle de la résistance R_3 et du potentiomètre P est de permettre le réglage des deux seuils du Trigger bien symétriquement par rapport au potentiel de la masse.

Prenons un exemple numérique. Soit, par exemple, un comparateur du type SFC 2710 (ou μA 710), qui, alimenté sous +12 V et −6 V, donne une tension de sortie compatible TTL (−0,5 à +3 V), pour une excursion de tension différentielle d'entrée de ±1 mV.

Nous allons lui donner un hystérésis de 6 mV. Donc, pour sa variation de 3,5 V de la tension de sortie, il faut une variation de 6 mV environ de la tension de l'entrée +. Il y aura un diviseur de tension de rapport proche de 500 entre la sortie et l'entrée +. Nous prendrons, par exemple, $R_1 = 47\ k\Omega$ et $R_2 = 100\ \Omega$. En procédant ainsi, nous ramenons sur l'entrée + une tension qui va varier entre presque zéro et +6 mV. Nous voulons donc faire descendre ces valeurs de 0 à 6 mV, ce que nous ferons en prenant R_3 de 100 kΩ.

Il vaudrait d'ailleurs mieux choisir un autre comparateur, pour avoir plus de gain, donc une réaction positive plus efficace. De toutes façons, il faut prendre le taux de réaction positive suffisant pour empêcher le comparateur d'osciller quand la tension de l'entrée — est proche de zéro. Il faut que le comparateur puisse fonctionner sans oscillation H.F. même si l'on commande la tension de l'entrée — par une valeur très lentement variable. En le faisant, on aura en même temps l'occasion de mesurer les seuils de basculement du Trigger ainsi réalisé.

Avec une combinaison d'amplificateur symétrique et de Trigger de SCHMITT avec retour réactif, comme sur la figure 8-28, si on ajoute dans la boucle de réaction une composante continue, on peut arriver à un bon système de transformation sinusoïde-carré, bien symétrique. De toutes façons, il est bon de l'attaquer avec une sinusoïde d'amplitude assez forte.

18-2. — CAS DE TENSIONS EN SIGNAUX CARRÉS

Nous allons retrouver ici, sans les décrire à nouveau, les méthodes de réalisation des comparateurs de phase, comme, en particulier, le fameux C.P.F. (comparateur phase-fréquence), dont le schéma est donné par la figure 11-17. Nous y remplacerons, toutefois, le réseau $C_1 - R_5 - C_2$ par une simple résistance entre les collecteurs de T_2 et T_3 d'une part et la masse d'autre part. C'est la tension mesurée sur le point (P) qui nous renseignera sur la phase.

La méthode du circuit « ou exclusif », indiquée sur les figures 11-10 et 11-11 est aussi parfaitement utilisable.

On recommande souvent, pour les phasemètres, le basculeur bistable du type R-S, attaqué sur une des entrées par les tops venant de la première tension (par dérivation des signaux carrés) et sur l'autre par les tops venant de la seconde tension, comme le montre la figure 18-8.

Le voltmètre V mesure la différence des tensions moyennes des sorties Q et $\overline{Q}'$ du basculeur. On a ainsi une indication qui est une fonction linéaire de la phase. Il est à noter que c'est pour un déphasage de 90° des deux entrées que le voltmètre indique zéro.

Pour que la lecture soit valable, il faut que les sorties Q et $\overline{Q}'$ du basculeur aient des niveaux haut et bas parfaitement définis. Il faut donc adjoindre, à la

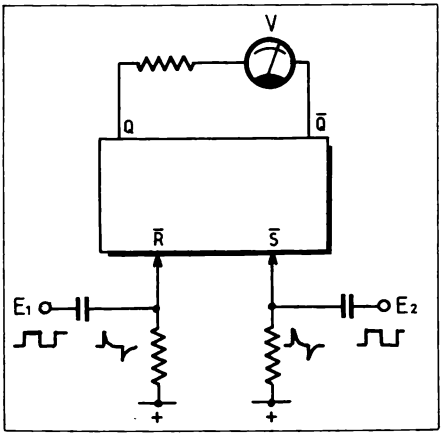


Fig. 18-8. — Phasemètre classique pour des signaux rectangulaires : on dérive ces signaux pour déclencher un bistable R-S dans un sens par E_1 et dans l'autre sens par E_2. La différence des tensions moyennes des sorties, lue sur un voltmètre V, donne une valeur proportionnelle au déphasage.

sortie des logiques courantes, des amplificateurs de définition de niveau, comme ceux que nous avons déjà rencontrés dans les convertisseurs digitaux-analogiques (p. 242).

Une autre technique de mesure de phase consiste à utiliser les tops produits par dérivation par la première tension pour faire commencer des signaux en dents de scie linéaires, par charge d'un condensateur à courant constant, les tops venant de l'autre tension produisant la décharge du condensateur. Le temps pendant lequel le condensateur se charge à chaque période est proportionnel au déphasage entre les deux tensions. La tension de crête du condensateur est donc proportionnelle à ce déphasage. Il est assez facile de la mesurer, par une méthode utilisant un amplificateur opérationnel, comme nous l'avons déjà vu (p. 171).

CHAPITRE 19

Mesures diverses

Dans ce dernier chapitre, un peu « fourre-tout », nous avons groupé quelques indications permettant de guider le réalisateur lors de la mise au point de son ensemble producteur ou transformateur de signaux.

19-1. — VÉRIFICATION D'UN TRANSISTOR « EN PLACE »

On croit trop souvent que, quand on a des doutes sur le fonctionnement d'un transistor dans un montage, il faut le dessouder pour le tester.

En réalité, il est très fréquent que l'on puisse se dispenser de cette opération désagréable, et relativement déconseillée pour le circuit imprimé.

Un transistor peut présenter un fonctionnement anormal dans plusieurs cas. Nous supposerons que l'on ne lui applique pas de signal alternatif, ni d'impulsions, mais seulement ses tensions de polarisation, s'il y en a.

La première constatation à faire est de mesurer la tension entre base et émetteur. On peut trouver qu'elle est « inverse » (la base négative par rapport à l'émetteur pour un N-P-N), alors nous n'avons pas beaucoup d'indications, surtout s'il est normal que le transistor soit bloqué dans l'état où nous le testons. Mais, si elle est directe et dépasse largement 1 V, nous pouvons être sûrs que le transistor est mort, soit par fusion du fil de base, soit par fusion du fil d'émetteur.

Si le transistor paraît en court-circuit, entre collecteur et émetteur, cela peut vouloir dire qu'il est mort, mais aussi qu'il est fortement saturé. On saura tout de suite ce qu'il en est en mettant momentanément sa base directement à son émetteur, ou à la masse si l'émetteur est relié à la masse : le transistor, s'il est bon, doit se désaturer immédiatement. Si la tension collecteur-base reste nulle, cela signifie que le transistor est détruit, par court-circuit entre collecteur et base (généralement par suite d'une dissipation collecteur trop grande).

Si le transistor est bloqué, et que nous ne pouvons pas tirer tout de suite des conclusions, il est presque toujours possible de lui envoyer un courant de base, par exemple avec une simple résistance dont l'autre extrémité est reliée à un point à potentiel adéquat. On voit tout de suite, au voltmètre, si l'on a réussi à élever le potentiel de base par rapport à celui de l'émetteur. Si c'est le cas, et que le courant collecteur n'a toujours pas l'air de passer, il faut commencer à soupçonner le transistor.

Dans les transistors à effet de champ à jonction, comme le circuit de grille est souvent d'une très grande résistance, il est facile de réduire la polarisation de grille par connexion à un potentiel relativement positif (dans le cas d'un canal N). On doit voir que la jonction grille-canal devient conductrice quand le potentiel de la grille augmente un peu au-delà de celui de la source.

19-2. — VÉRIFICATION « EN PLACE » D'UN AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

Si le dessoudage d'un transistor peut être incommode, celui d'un amplificateur opérationnel l'est bien plus encore. C'est pourquoi il est très intéressant de se faire une idée sur le dit amplificateur sans le démonter du circuit.

On commence, bien entendu, par vérifier qu'il a bien ses tensions d'alimentation normales. Après quoi, le principe de la vérification est simple : il s'agit d'appliquer une très petite différence de potentiel entre ses entrées, dans un sens puis dans l'autre, en faisant en sorte que la boucle de contre-réaction où il se trouve soit ouverte. La tension de sortie doit alors aller « en butée », vers les tensions maximale ou minimale suivant le sens de la tension différentielle d'entrée.

En examinant le schéma du montage où l'amplificateur est utilisé, on voit tout de suite si l'une de ses entrées est à potentiel imposé, non modifiable. Ce sera le cas, par exemple, dans un inverseur dont l'entrée + est directement à la masse (elle est souvent reliée à la masse par une résistance de compensation,

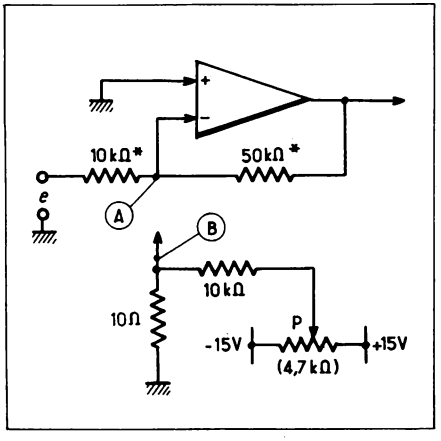


Fig. 19-1. — Comment essayer, sans le démonter, un amplificateur opérationnel dont on soupçonne qu'il pourrait être anormal. On lui injecte, sur celle de ses entrées qui est accessible, une tension faible, de quelques millivolts au-dessus ou au-dessous de celle de l'autre entrée. On coupe ainsi la contre-réaction, et la tension de sortie de l'amplificateur doit aller aux valeurs de saturation.

dans le cas où l'on désire rendre égales les résistances d'attaque des deux entrées). Si c'est le cas, on agit alors sur l'autre entrée, qui est presque toujours attaquée par une source ayant une résistance interne notable. On peut alors imposer à cette autre entrée un potentiel ajustable.

Prenons un exemple pratique : soit l'amplificateur de gain -5 que représente la figure 19-1. Son entrée + est directement à la masse, impossible d'agir sur le potentiel de cette entrée. Nous allons agir sur l'entrée $-$, au moyen du potentiomètre, branché entre $+15$ V et -15 V (en supposant que ce sont ces tensions qui alimentent l'amplificateur) et du diviseur de rapport 1000, constitué par la 10 Ω et la 10 kΩ. Nous aurons donc, aux bornes de la 10 Ω, une tension que nous pouvons régler de $+15$ mV à -15 mV.

Si nous connectons le point (B) au point (A), la contre-réaction n'existe pratiquement plus, nous imposons pratiquement le potentiel que nous voulons au point (A). Nous devons voir, alors, la tension de sortie passer de -13 à $+13$ (si ce sont là les tensions « en butée » de l'amplificateur), quand nous commandons le potentiomètre d'un bout à l'autre. En réalité, nous pouvons faire un petit calcul : la source de tension que nous connectons au point (A) a une résistance interne de l'ordre de 10 Ω. Comme il y a 50 kΩ entre la sortie et le point (A), nous allons donc amplifier la F.E.M. de cette source (de -15 mV à $+15$ mV) dans le rapport $50\,000/10 = 5\,000$, donc nous amènerons la tension de sortie à $+13$ pour environ $+3$ mV de F.E.M. de la source, et -3 mV suffiront pour amener la tension à -13 V en sortie. On voit que, d'un côté comme de l'autre, on peut aller bien plus loin en variation de F.E.M.

Même si la seule entrée dont le potentiel ne soit pas rigoureusement impossible à modifier semble « intouchable », par exemple si elle est reliée à la sortie d'un autre amplificateur opérationnel (il constitue, en raison de son taux de contre-réaction, une source de résistance interne quasi-nulle), nous pouvons encore agir sur le potentiel de cette entrée, sans couper aucune connexion.

En effet, si la sortie d'un amplificateur est, effectivement, équivalente à une source de résistance interne négligeable, il ne faut pas oublier que l'intensité maximale que peut donner cette source est limitée. Presque tous les amplificateurs opérationnels supportent que leur sortie soit mise à un potentiel quelconque par une source de faible résistance interne (à l'intérieur de la plage des tensions d'alimentation de l'amplificateur, toutefois). Le seul qui ne le supporte pas d'une façon illimitée, le bon vieux μA 709, accepte toutefois qu'on le fasse pour deux ou trois secondes, ce qui suffit pour faire un essai.

Nous pourrons donc, au moyen d'une source capable de débiter un courant assez grand (rarement plus de 30 mA), porter la sortie de l'amplificateur opérationnel attaquant (donc l'entrée de l'amplificateur attaqué que nous voulons essayer) à une tension imposée, choisie en fonction de la tension sur l'autre entrée. Même si ce « viol de tension de sortie » n'est autorisé que pendant deux secondes au maximum, cela suffira pour lire l'effet sur l'amplificateur opérationnel essayé.

Une fois que l'on a pu vérifier comment réagit l'amplificateur à une tension forcée, de quelques millivolts, positive ou négative, appliquée entre ses entrées (il est bon d'utiliser, si on en dispose, un millivoltmètre continu, branché entre les entrées, pour savoir l'ordre de grandeur de la tension différentielle que l'on a réellement appliquée), si l'on a pu mesurer en même temps la tension de sortie, on a déjà beaucoup de renseignements sur l'amplificateur essayé. Si l'on a vu la tension de sortie passer de la « butée basse » à la « butée haute » pour quelques millivolts de commande, on peut presque conclure que l'amplificateur est bon.

On peut quelquefois avoir une idée de sa tension d'offset d'un amplificateur opérationnel en place. Si son entrée +, par exemple, au lieu d'être directement reliée à la masse (comme dans le cas de la figure 19-1) est mise à la masse à travers une résistance R, pour un but d'équilibrage des résistances d'attaque des entrées on peut voir ce qui se passe en court-circuitant cette résistance.

Supposons, par exemple, que, dans le montage de la figure 19-1, il y ait 8,2 kΩ entre l'entrée + et la masse (c'est une valeur assez logique, correspondant à 10 kΩ en parallèle sur 50 kΩ), et que la tension d'attaque, *e*, soit nulle. On voit facilement que, par rapport à une variation du potentiel de l'entrée +, l'amplificateur a un gain positif de 6.

Supposons maintenant que le courant de polarisation d'entrée (valable pour l'entrée +) soit de 200 nA. Un tel courant, passant dans 8,2 kΩ détermine dans celle-ci une chute de tension de l'ordre de 1,6 mV, ce qui donne, en sortie, six fois plus, soit près de 10 mV. Donc, quand nous court-circuiterons la résistance de 8,2 kΩ (attention aux forces électro-motrices parasites de contact, il faut prendre garde à mettre en contact des métaux de même nature quand on commence à compter en millivolts), la tension de sortie doit remonter de 10 mV. C'est peu, mais cela se mesure.

En tout cas, on peut facilement se faire une idée de l'ordre de grandeur de ce courant, qui peut être trop élevé et expliquer des déboires.

19-3. — ENVOI DE SIGNAUX LOGIQUES

Ce que nous envisageons de faire maintenant est une adaptation à la logique de ce que nous avons fait avec des amplificateurs opérationnels.

Les niveaux à envoyer sont élevés, il faut aussi éviter les regrettables signaux que donnent les simples contacts, hérissés de rebondissements.

On commence donc par mettre en forme les signaux des poussoirs, par exemple au moyen du montage de la figure 19-2. On élimine les rebondissements du contact K (un poussoir à contact repos) par le circuit intégrateur 330 Ω-22 μF. Le Trigger de SCHMITT met le signal en forme, et nous utilisons un étage de sortie capable de fournir ou de consommer un courant important. Ainsi, ce signal peut être appli-

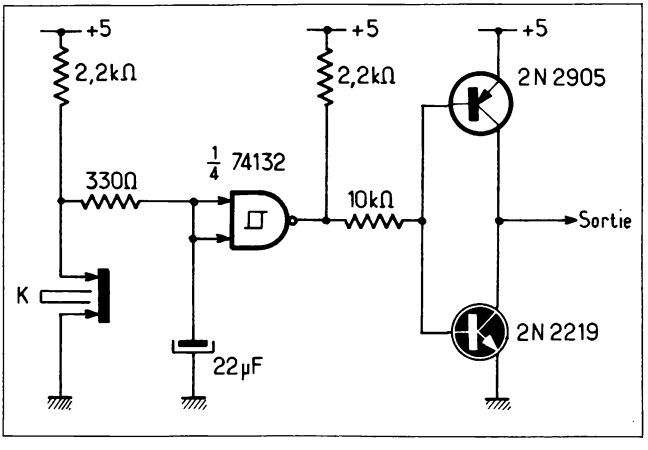


Fig. 19-2. — Montage de l'injecteur de signal logique, muni d'un éliminateur des effets du rebondissement du contact K qui le commande et d'un amplificateur de sortie qui permet d'imposer le niveau logique 1 ou 0 là où on veut, même si ce point est connecté à la sortie d'un autre circuit, qui, en principe, ne permet pas de faire varier le potentiel de sa sortie.

qué pratiquement à n'importe quelle entrée d'un circuit TTL, même si cette entrée se trouve directement connectée à une sortie d'une autre TTL. Là aussi, on commet un « viol de TTL », mais il n'y a pas de dommage dans le circuit.

Il devient alors possible de tester un circuit qui n'est pas directement attaqué par une entrée disponible sur la carte. Il est bon de disposer d'un certain nombre de « poussoirs débarrassés des effets du rebondissement et amenés à fort niveau » (quel dommage que notre langue n'ait pas la commodité du « debounced and buffered pushbutton » anglais!). On peut ainsi commander simultanément plusieurs entrées, ce qui est souvent nécessaire pour tester complètement un circuit logique, malgré les connexions directes qui peuvent relier les différentes entrées à des sorties d'autres circuits.

19-4. — RECHERCHE DES COURT-CIRCUITS

Quand nous parlons de court-circuits, nous sous-entendons qu'il y en a de deux sortes :

— les « mauvais », établissant un contact indésirable entre deux points qui devraient être isolés l'un de l'autre;

— les « bons », reliant deux points qui doivent effectivement être connectés par un fil de faible résistance.

On pense à l'utilisation de la « sonnette », souvent constituée d'un ohmmètre. Nous avons dit plus haut (p. 291) tout le mal que nous pensions de cette méthode, qui est hautement dangereuse pour le circuit essayé, et qui, par surcroît risque de ne pas nous renseigner suffisamment.

Nous recommandons donc beaucoup la réalisation de la « sonnette non-destructrice » de la figure 19-3.

L'amplificateur opérationnel A est un modèle à collecteur ouvert du type SFC 2761, ou équivalent. Il est alimenté par une pile de 4,5 V, pour avoir un appareil portatif.

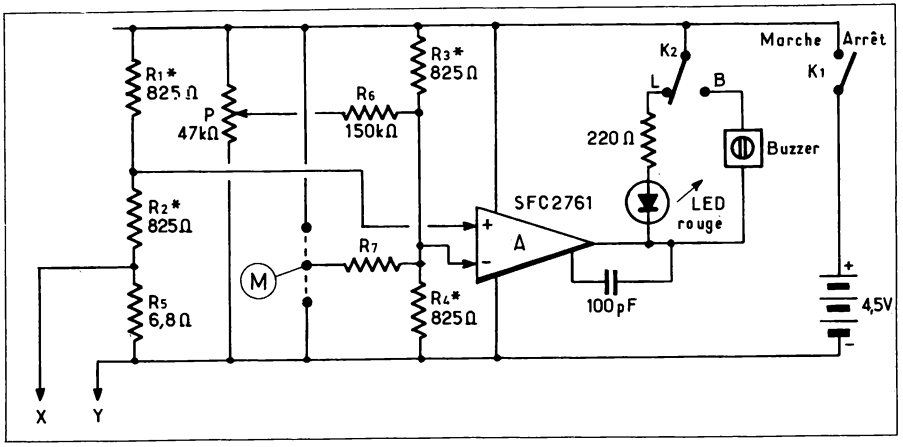


Fig. 19-3. — Sonnette non destructive pour vérifier la continuité des circuits et la présence de courts-circuits sans aucun danger pour les composants. On teste entre les points X et Y. Il y a, entre ces points, une tension maximale inférieure à 20 mV; le montage peut faire la différence entre une résistance de 1 Ω entre X et Y et un court-circuit direct entre ces points. Il peut commander, selon la position de K_2, une LED ou un buzzer électronique B.

A son entrée, nous commandons les entrées + et — par un pont de WHEAT STONE normalement presque équilibré, formé par les résistances R_1 à R_4 (nous avons proposé des 825 Ω 1 %, mais on pourrait se contenter de 820 Ω 5 %, en ayant un peu plus de travail lors de l'ajustage dont nous parlerons plus loin). Le pont est déséquilibré par la présence de la 6,8 Ω, aux bornes de laquelle il y a normalement 18 mV, ce qui répercute une variation de l'ordre de 9 mV au niveau de l'entrée + de A.

Comme il peut y avoir une tension d'offset de A, dans un sens imprévisible, ainsi qu'une dispersion des valeurs des résistances R_1 à R_4, également dans un sens imprévisible, nous avons prévu deux compensations.

Une première, fixe, est donnée par la résistance R_7, dont la valeur est à déterminer (il est rare qu'elle descende au-dessous de 20 kΩ, surtout si l'on a pris des résistances à 1 %). Il faudra en choisir la valeur ainsi que son point de branchement : le point (M) peut être à connecter au +4,5 V ou au —4,5 V.

La deuxième compensation, ajustable, est donnée par la résistance R_6 et le potentiomètre P.

On met le curseur de ce potentiomètre à la connexion —4,5 et l'on place le contacteur K_2 en position « L » (usage de la LED). On choisit alors la valeur de R_7, et son point de branchement, pour que la LED soit éteinte lorsque les points X et Y sont court-circuités, mais qu'on la rallume dès que, en maintenant X et Y court-circuités, on agit un peu sur P.

Le tout est alors apte à fonctionner.

Quand il n'y a pas court-circuit entre X et Y, la LED est éteinte. Si l'on relie X et Y par une résistance admise comme le minimum que la sonnette ne doit pas « considérer » comme un court-circuit (cela peut être de 6 Ω à 1 Ω), la LED ne doit pas être allumée, on la règle juste à l'extinction par le potentiomètre. Alors, quand on court-circuite franchement X et Y, la LED s'allume.

Le potentiomètre P permet donc de régler la sensibilité du système, lui permettant de faire la différence entre une résistance de 1 Ω, si on le désire, et un court-circuit réel.

Si l'on change la position de K_2, on branche la sortie de l'amplificateur A sur un « buzzer électronique », comme on en trouve facilement maintenant, qui peut, pour un type « DM 01 », prévu pour 6 V, fonctionner fort bien sous 4 V, consommant 11 mA et donnant un son très audible. On peut donc choisir, par K_2 entre « son ou lumière ».

La tension de 18 mV entre X et Y ne peut rien détériorer, le courant maximal de 2,7 mA de court-circuit entre X et Y non plus. Une jonction, dans le sens passant, est considéré comme un circuit ouvert, avec cette faible valeur de tension.

Une telle sonnette se réalise facilement dans un boîtier de lampe de poche, les 3/4 du volume étant occupés par la pile (on peut prendre un petit modèle de pile, la consommation est faible).

On peut ainsi essayer la continuité des câblages, vérifier qu'il n'y a pas de coupure dans un ruban de circuit imprimé, et voir s'il n'y a pas un court-circuit désagréable quelque part, sans mettre en danger quoi que ce soit.

19-5. — UTILISATION DE TÉMOINS LOGIQUES

Quand on essaie un montage comportant des circuits logiques, si l'on constate une anomalie, il est essentiel de connaître les niveaux logiques de plusieurs entrées et sorties de circuit en même temps. On ne saurait utiliser pour cela des contrôleurs :

il peut se faire que l'on ait à vérifier les niveaux en une bonne dizaine de points!

On utilise alors les « témoins logiques », réalisés comme le montre le schéma de la figure 19-4. Le transistor T est un N-P-N quelconque, ayant un bon gain (100 si possible à 10 mA collecteur).

L'emploi de ce témoin est simple : on soude le point (A) à l'endroit que l'on veut contrôler : la LED s'allume si le niveau de tension dépasse 1,5 V. Il y a une précaution essentielle dans l'utilisation : il faut que la résistance R_1 soit

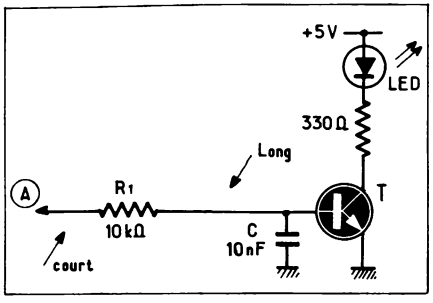


Fig. 19-4. — Témoin logique, permettant de connaître le niveau logique d'un point d'un circuit. La résistance R_1 est à mettre tout au bout du fil de connexion au transistor T, donc très près du montage étudié, pour éviter que le fil de connexion avec le transistor soit perturbateur et perturbé.

située *tout au bout* du fil de connexion, ne dépassant vers le point (A) que de quelques centimètres. En effet, si l'on procède ainsi, R_1 et C constituent un filtre passe-bas, il n'y a donc plus, sur le fil qui relie le bloc de témoins au montage, que des variations relativement lentes de tension. Le fil ne peut donc plus jouer le rôle d'une « antenne », envoyant des signaux parasites à tout ce qui l'entoure, et captant en même temps des signaux perturbateurs. D'autre part, comme la résistance R_1 est tout près du point surveillé du montage, on ne charge ce dernier que par une capacité parasite négligeable.

L'emploi d'un simple fil, avec la résistance R_1 près du transistor pourrait perturber totalement le fonctionnement du montage étudié, au point de l'empêcher totalement de fonctionner.

Il est bon de réaliser de tels témoins par bloc de 10 ou 12 et de prévoir, au-dessus de chaque LED relative à une entrée donnée, un numéro d'ordre correspondant à la couleur du fil de connexion de la dite LED (un fil marron pour le 1, rouge pour le 2, orange pour le 3, etc.) ainsi qu'une place où l'on puisse faire tenir momentanément une bande de papier, sur laquelle on écrit un symbole, rappelant la fonction du point surveillé par le témoin (sortie Q_2, entrée R, commande de J_3, etc.).

19-6. — LES MANŒUVRES DANGEREUSES

Nous terminerons en indiquant quelques erreurs assez courantes qui sont à l'origine de la destruction de plusieurs montages, et qu'il est relativement facile d'éviter.

D'abord, la simple manœuvre d'un potentiomètre dans certains cas. Il peut se faire que le réalisateur de l'appareil n'ait pas prévu de résistance « talon », en série avec le potentiomètre que l'on utilise en résistance variable. Dans certains cas, ce n'est pas grave, on le voit en examinant le schéma : la résistance variable, arrivant à zéro, ne provoque aucun dégât.

Mais il y a des cas où, en amenant la résistance à zéro, on provoque la des-

truction d'un élément, ou même de plusieurs. Le fait de n'avoir pas mis de résistance « talon » est une *erreur de conception*, mais, si elle a été commise, il faut bien s'en accommoder, s'il n'est pas possible de rajouter cette résistance. On doit alors faire une attention particulière en manœuvrant le potentiomètre. On peut par exemple, en limiter mécaniquement la rotation, on peut aussi laisser en permanence, pendant le réglage, un voltmètre branché pour connaître la variation de la grandeur qui peut devenir dangereuse en cas de rotation trop forte du potentiomètre.

Les points fragiles

Il faut faire attention aux points du montage où l'application intempestive d'une tension produite par une source de faible résistance interne pourrait provoquer une destruction. Nous pensons, en particulier aux bases des transistors ayant leur émetteur à la masse (pour les N-P-N) ou au $+V_{CC}$ (pour P-N-P), ou aux grilles de transistors à effet de champ dont la source est à la masse. L'application, même pendant un centième de seconde, d'une tension de quelques volts, fournie par une source qui peut débiter un fort courant de court-circuit, détruirait instantanément le composant. Pour les bases de P-N-P dont l'émetteur est directement relié au $+V_{cc}$, un contact fortuit de cette base avec la masse ne pardonne pas!

Donc, si l'on veut appliquer quelque part un fil relié à la masse, pour faire des essais, et si le montage comporte des P.N.P avec l'émetteur au $+V_{CC}$ sans résistance dans l'émetteur, il vaut mieux utiliser, pour la mise à la masse, une résistance de quelques centaines d'ohms, dont une extrémité est connectée à la masse : on fera un peu souffrir la base du transistor en cas de contact, mais pas trop (12 V avec 220 Ω ne représentent qu'un courant de 55 mA, et il est rare que ce soit mortel pour une connexion de base).

Un autre point fragile est l'émetteur des étages collecteur commun utilisés en sortie comme abaisseurs d'impédance. Un contact, même très court, avec la masse, si la sortie comporte une composante continue, conduit à la destruction de l'étage. On peut éviter cet accident, si l'on a pris la précaution de placer une petite résistance de protection entre le collecteur de l'étage CC et le $+V_{CC}$. Si l'étage ne donne que la composante alternative d'un signal, la composante continue étant bloquée par un condensateur de couplage, il n'y a plus de danger.

Les dangers de l'électrostatique

Une personne qui porte des chaussures dont la semelle est isolante, et/ou qui marche sur un tapis en textile synthétique, peut se charger électriquement jusqu'à un potentiel extrêmement élevé (des valeurs de 30 kV n'ont rien d'exceptionnel). Il va sans dire que, dans ces conditions, le contact avec une électrode un peu sensible d'un montage peut entraîner des catastrophes. On pense généralement à la fragilité des circuits MOS ou C-MOS, mais, quand il s'agit de telles tensions, n'importe quel semiconducteur peut se trouver détruit. La précaution fondamentale contre l'électricité statique consiste à toucher toujours en premier lieu la connexion de masse de l'appareil que l'on veut étudier, et de le refaire chaque fois que l'on se sera déplacé, si l'on a constaté que les circonstances facilitaient l'apparition de l'électricité statique.

La recharge en haute tension peut s'effectuer de façon assez inattendue : nous rappellerons le cas des ouvrières d'une fabrique de transistors qui ont dû adopter un type spécial de vêtements et même de sous-vêtements en matière pas

trop isolante, parce que le simple fait de se tourner sur leurs chaises les amenaient à des charges provoquant la destruction quasi-systématique des transistors qu'elles étaient en train de fabriquer.

Le danger des « masses »

On arrive quelquefois à une destruction très inattendue des montages, en raison d'une coupure d'un fil de masse.

En effet, chaque appareil alimenté par le secteur a son châssis qui se trouve relié aux deux fils d'arrivée de l'alternatif (fig. 19-5) par des condensateurs (les capacités parasites), constituant un diviseur de tension capacitif. Or, en général, un des fils du secteur est le « neutre », relié à la terre, et l'autre est la « phase », présentant par rapport au sol une différence de potentiel de 220 V alternatifs.

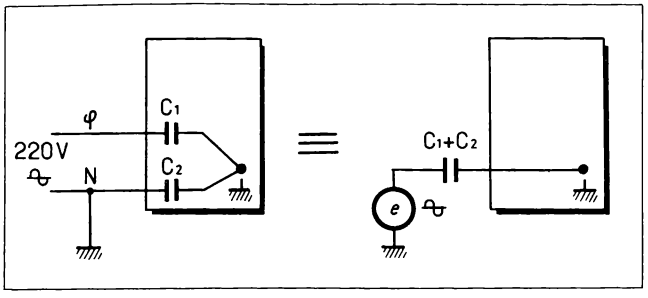


Fig. 19-5. — Un appareil alimenté par le secteur, dont un fil est la phase et l'autre le neutre relié à la terre, est, du fait des capacités parasites, équivalant à un appareil dont le châssis serait attaqué par une tension alternative *e* par rapport à la terre, à travers un condensateur.

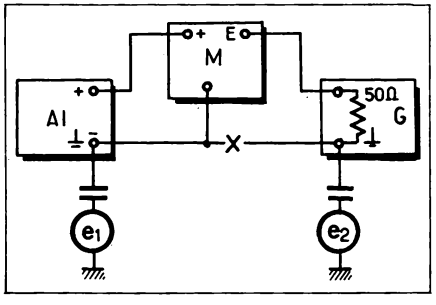


Fig. 19-6. — Dans un montage M, si la connexion entre sa masse et la masse du générateur G se coupe, on applique $e_1 - e_2$ entre la masse du montage et son entrée E : on a toutes les chances de le détruire.

Le diviseur de tension capacitif, constitué par C_1 et C_2, fait que le tout se présente, si l'on applique la transformation de THEVENIN, comme si une tension alternative *e* (éventuellement importante) était appliquée au châssis de l'appareil, depuis la terre, à travers un condensateur de capacité $C_1 + C_2$.

Si l'appareil est alimenté, comme cela se fait de plus en plus dans les laboratoires, par une prise à trois broches (une broche pour la mise à la terre du châssis de l'appareil), ce phénomène ne se produit pas, mais on risque d'autres surprises éventuellement désagréables sur lesquelles nous reviendrons un peu plus loin. Mais,

dans le cas d'un appareil alimenté avec une fiche à deux broches, ce qui est encore très courant, la tension e peut nous jouer de vilains tours.

En effet, supposons (fig. 19-6) qu'un montage en essai, M, soit utilisé avec une alimentation Al dont le châssis, par suite du phénomène évoqué ci-dessus, soit porté à la tension e_1 par rapport au sol. En même temps, nous utilisons un générateur G, porté à une tension alternative e_2 par rapport au sol, quand il n'est relié à rien. Normalement, le générateur est relié au montage et il n'y a pas de problème : l'ensemble des châssis de Al et G prend un potentiel alternatif par rapport à la terre compris entre e_1 et e_2.

Mais, si le fil de masse du générateur se casse en X, comme la résistance interne de sortie du générateur est faible (ici 50 Ω), nous allons appliquer la tension $e_1 - e_2$ entre la masse et l'entrée E du circuit M : les chances de destruction sont élevées.

Un tel danger, nous l'avons dit, n'existe pas si les appareils sont tous alimentés par des prises de courant avec fiche de terre. Mais on n'a rien sans rien : l'emploi de ce système peut produire des signaux parasites presque impossibles à éliminer. L'auteur se souvient, en particulier, d'un oscilloscope dans un laboratoire ainsi équipé de prises à trois broches, et dont il a été pratiquement impossible de se servir, car sa masse, reliée par la troisième broche au fil de terre du laboratoire, présentait une tension de forme erratique mais non négligeable (plusieurs dizaines de millivolts) par rapport à la prise de masse d'une alimentation, reliée à la masse du montage en étude. Il en résultait une quasi-impossibilité d'utiliser l'oscilloscope même en branchant correctement le fil de masse de la sonde sur la masse du montage, il subsistait une tension importante (enfin, pas de quoi s'électrocuter, bien sûr, mais une dizaine de millivolts, cela peut perturber totalement une mesure) entre le châssis de l'oscilloscope et celui du montage étudié. Le long du fil de terre qui sert à protéger les prises, il peut circuler des courants non négligeables, établissant ainsi, du fait de la résistance du fil, et surtout de son coefficient de self-induction, une tension entre différents points de ce fil.

La seule solution possible pour sauver la situation a été de connecter l'oscilloscope au réseau par l'intermédiaire d'un prolongateur qui permettait de ne pas brancher la broche de terre; tout rentra alors dans l'ordre.

Donc, quand on peut craindre les « dangers de masse » indiqués par la figure 19-6, il n'y a qu'une seule solution : il faut que tous les châssis des appareils soient interconnectés par un fil que l'on branchera *avant* de connecter à ce point commun la masse du montage en étude et que l'on ne débranchera qu'*après* avoir coupé la connexion avec la masse du montage.

Il y a également un élément auquel on ne pense pas toujours : le fer à souder. Sans parler de fuites, toujours possibles, entre sa panne et l'un des fils du secteur, il est, lui aussi, victime du phénomène indiqué par la figure 19-5. Une solution consiste à le débrancher avant l'emploi et de le rebrancher après, mais on oublie souvent de le rebrancher et les fers actuels, en raison de la petite taille des composants, sont généralement doués d'une faible inertie thermique : ils refroidissent très vite.

Ce problème du fer à souder devient particulièrement important pour certains circuits très sensibles aux actions électrostatiques, par exemple les circuits MOS et C-MOS.

Cas des circuits MOS

On peut employer un fer à souder basse tension alimenté par un transformateur. En particulier, s'il s'agit d'un modèle thermostaté par utilisation du point de *Curie*

démagnétisation d'un alliage à une température donnée), cela se passera généralement bien.

Mais la seule précaution réellement valable est la suivante :

un fer à souder (ou toute autre source de tension parasite par rapport à la terre) ne peut être dangereux que si la masse du châssis (ou tout autre point du montage en étude) est reliée, plus ou moins directement, à la terre. Donc, si l'on prend la précaution de ne faire les soudures que *sur une carte débranchée de toute connexion avec un instrument quel qu'il soit* et, si possible, débranchée de toute connexion avec un ensemble assez volumineux, pouvant jouer le rôle de condensateur par rapport au sol, on supprime pratiquement tout danger.

Dans le cas des entrées de circuits MOS spéciaux, particulièrement fragiles, on prendra des précautions encore plus grandes : on mettra à la masse du montage, par une connexion volante, l'entrée hyper-sensible jusqu'à ce que l'on soit dans les conditions normales d'utilisation. Mais, dans la quasi-totalité des cas, la destruction par le fer à souder vient de ce qu'on a employé le fer sur une carte ou un montage qui était relié à un appareil alimenté par le secteur (même si l'appareil n'est pas en fonctionnement) et, à fortiori, si l'on a effectué une soudure sur une carte sous tension : là, on cherche vraiment la catastrophe!

Conclusion

En arrivant ainsi à la fin de ce livre, nous voudrions simplement dire quelques mots à celui qui commence à s'initier aux réalisations des appareils électroniques. D'abord, il est essentiel qu'il ne se laisse pas impressionner par la rapidité de l'évolution des techniques. Il y a, en électronique, des évolutions très importantes, constantes, mais peu de révolutions. Donc, sans se laisser rebuter par la rapidité avec laquelle certains composants, un moment à la pointe du progrès, deviennent des « souvenirs », celui qui débute dans cette technique doit se tenir au courant, mais sans être submergé par le flot des informations (souvent exagérées) sur les « transformations radicales qui rendent tout ce que l'on sait inutile ... ».

D'autre part, si l'on tend maintenant à mettre un peu partout les techniques de l'informatique, il ne faudrait pas que le spécialiste du « soft » puisse se croire le seul vrai électronicien : il est indispensable, mais le « circuitier », autrement dit celui qui connaît bien le « hard » sera toujours aussi indispensable que lui.

Souvent, en commençant une étude d'un ensemble électronique, ou d'une nouvelle technique, un débutant, ou un chercheur peu chevronné, se sent pris de panique. Qu'il ne se laisse pas décourager. Quoiqu'il n'ait pas pensé à notre technique, SÉNÈQUE a dit une phrase magnifique qui s'applique parfaitement à l'électronique :

« *CE N'EST PAS PARCE QUE LES CHOSES SONT DIFFICILES QUE NOUS N'OSONS PAS, C'EST PARCE QUE NOUS N'OSONS PAS QUE LES CHOSES SONT DIFFICILES.* »

Table des matières

Introduction 5

Première partie

GÉNÉRATION DES SIGNAUX

Chapitre 1. — **Tensions et courants continus** 9

1-1. — Piles et accumulateurs 9
1-2. — Alimentations utilisant le secteur 12
Filtrage électronique, alimentations stabilisées, régulation shunt, régulation série, alimentations stabilisées « mixtes », emploi du circuit μA 723, trois exemples pratiques.

Chapitre 2. — **Les signaux rectangulaires et carrés** 25
Le multivibrateur, en circuits intégrés, à Trigger de Schmitt, signaux « carrés » (rectangulaires symétriques), amplificateur de sortie, amplificateur symétrique, cas des TTL.

Chapitre 3. — **Tops et dents de scies** 39

3-1. — Production de tops par les monostables 40
Définitions, monostables à transistors, monostables intégrés.
3-2. — Production de tops par le blocking monostable 43
3-3. — Les signaux en dents de scie 45
Définitions, le système de décharge du condensateur, la linéarisation de la trace, exemple pratique, l'intégrateur de Miller.
3-4. — Production de tops et de dents de scie par le circuit « 555 » 50
Schéma bloc complet du 555, le 555 en monostable.

Chapitre 4. — **Signaux sinusoïdaux à fréquence basse et moyenne** 55

4-1. — Oscillateurs R.C. 55
Les filtres sélectifs passe-bande, les filtres coupe-bande, les réseaux déphaseurs.
4-2. — Les générateurs de sinusoïdes à « conformateur ». 60
Le principe conformateur, production de la dent de scie symétrique.
4-3. — Les générateurs de sinusoïdes à « mémoire morte » 64

Chapitre 5. — **Signaux sinusoïdaux de fréquence levée** 66

5-1. — Le circuit oscillant. 66
5-2. — Le montage oscillateur 68
5-3. — Oscillateur à quartz 71
Le quartz; montage oscillateur PIERCE; oscillateurs à portes, oscillateur à quartz sur « partiel »; stabilité des oscillateurs à quartz; le thermostat; les signaux de fréquence supérieure en gigahertz.

Chapitre 6. — **Les signaux composites et spéciaux** **77**

6-1. — Addition des signaux
6-2. — Modulation en amplitude d'un signal par un autre 79
Les multiplicateurs intégrés, modulation d'amplitude par superposition, autres emplois du multiplicateur.
6-3. — Modulation en fréquence d'un signal par un autre 83
Modulation de fréquence d'un UJT, modulation en fréquence d'un multivibrateur, les « V.C.O. » et les « V.T.O. », utilisation des « Varicaps ».
6-4. — Production de signaux complexes par commutation analogique 88
6-5. — Signaux spéciaux 89
Signaux en marches d'escalier, signaux exponentiels et logarithmiques, signaux de formes arbitraires, exemple numérique, le « monoformer ».

Deuxième partie

TRANSFORMATION DES SIGNAUX

Chapitre 7. — **Transformation sans déformation** **99**

7-1. — L'amplification 99
Définition, amplificateur de gain unité.
7-2. — L'amplificateur opérationnel et la contre-réaction 103
Une « pseudo contre-réaction », la « vraie » contre-réaction, l'amplificateur opérationnel, la stabilité, contre-réaction en courant, l'amplificateur opérationnel théorique et réel, la tension d'offset, les courants parasites d'entrée, utilisation de l'amplificateur opérationnel en transformateur courant-tension, utilisation de l'amplificateur opérationnel en transformateur tension-courant amplification de tension au moyen des amplificateurs opérationnels, la masse, la plage de mode commun, limitation en fréquence, le « slew rate ».
7-3. — Amplification non sélective utilisant des composants discrets. . . 122
Amplificateurs à couplages alternatifs 123
Étage amplificateur, application numérique, la « pente » du transistor, valeurs des capacités, gain, stabilité, La résistance d'entrée, adaptation de l'étage à la source, application pratique, cas des étages couplés, la source de courant constant utilisée pour le couplage, Perturbation par la ligne de V_{CC}, emploi du couple NPN-PNP, le « module audio-fréquence universel », cas du gain faible.
Amplificateurs à couplages continus 138
Étage symétrique (« paire différentielle » ou « L.T.P. »), avantages du « L.T.P. », le « miroir à courant », étages de sortie.
7-4. — Amplification sélective 145
Filtres actifs passe-bas; La transposition de fréquence; base théorique, utilisation. Les filtres actifs; Les imperfections des bobinages; filtre actif passe-bas; formules; les gyrateurs; les filtres actifs passe-bande et coupe-bande.

Chapitre 8. — **Transformations non-linéaires** **157**

8-1. — Écrêtage 157
Le « redressement parfait », montage amélioré.
8-2. — Détection 163
Détection simple alternance; Détection double alternance; second « détecteur parfait »; détection crête.
8-3. — Démodulation 172
Démodulation cohérente; démodulation cohérente par porte analogique; Autres démodulations cohérentes.
8-4. — Passage au signal rectangulaire 178
Écrêtage par amplificateurs saturés; écrêtage régénératif.

Chapitre 9. — **Échantillonnage** **183**

9-1. — Le « contact » K 184
Les F.E.T.; emploi d'un MOS unique, emploi de deux MOS complémentaires, échantillonnage rapide.

9-2. — Les amplificateurs 190
L'amplificateur de lecture; échantillonnage double; la boucle de contre-réaction; l'amplificateur d'entrée; la charge de C.

Chapitre 10. — **Division de fréquence** **196**

10-1. — Division à rapport entier et constant 197
Division par une puissance de 2; Division par une puissance de 10; Division par p entier ($p < 10$) en utilisant une décade; Division par 7; Division par un nombre entier entre 10 et 100; la première coïncidence.
10-2. — Division à rapport programmable fixe 203
Méthodes utilisant des compteurs prépositionnables, Fonctions du circuit, comptage avec prépositionnement, utilisation du décomptage, préaffichage sans correction; Méthode utilisant des basculeurs J-K; Compteur programmable par deux ou trois; Combinaison de compteurs programmables.
10-3. — Division à rapport non entier 212
Le « Bit rate multiplier » (B.R.M.)
10-4. — Remarques générales sur les divisions à rapport non entier . . . 216
10-5. — Division par relaxateur synchronisé 216

Chapitre 11. — **Multiplication de fréquence** **217**

11-1. — Doublage de fréquence 217
Signal sinusoïdal, utilisation du multiplieur analogique; signal carré symétrique.
11-2. — Multiplication harmonique à fréquence fixe 221
Choix de la déformation, la diode « Snap off »; multiplicateur à varactor.
11-3. — Multiplication à fréquence variable 225
Le phasemètre simple; la « plage de capture »; le « C.P.F. » (comparateur phase-fréquence); les deux formes d'ondes possibles; cas d'un déphasage variable; cas où $F' > F$; la réponse complète du C.P.F.; lecture sur un galvanomètre; schéma pratique du C.P.F.; le réseau correcteur; les synthétiseurs de fréquence.

Chapitre 12. — **Conversion digitale-analogique** **239**

12-1. — La représentation digitale 239
12-2. — Conversion digitale-analogique par addition pondérée 241
Le problème de la précision.
12-3. — Conversion digitale-analogique par réseau R-2R 245
12-4. — Conversion digitale-analogique par comptage et rampe 248

Chapitre 13. — **Conversion analogique-digitale** **251**

13-1. — Méthodes utilisant un convertisseur D-A et une boucle de contre-réaction 251
Utilisation d'un compteur-décompteur, la méthode de la « pesée », le comparateur, le détecteur d'égalité.
13-2. — Méthodes à rampe et comptage 256
La méthode « à simple rampe »; La conversion A-D par double rampe; Le zéro automatique, utilisation avec deux polarités, Précautions à prendre.

Chapitre 14. **Conversion fréquence-tension et tension-fréquence** **263**

14-1. — La conversion fréquence-tension 263
Le discriminateur; les conversions par intégration; emploi de la dérivation; emploi du monostable; la « résistance de tirage »; les conversions par « pompe à diodes »; emploi d'un compteur et d'un convertisseur D-A.
14-2. — Conversion tension-fréquence 271
Utilisation d'oscillateurs commandés en fréquence; emploi d'un générateur de courant et d'un oscillateur de relaxation; emploi d'un convertisseur F-V dans une boucle de contre-réaction.

Troisième partie

LES MESURES

Chapitre 15. — **Les mesures des tensions et des intensités** **275**

15-1. — Cas des grandeurs continues : 275
Mesures des tensions continues au contrôleur universel; l'emploi de plusieurs échelles; la méthode de la résistance parallèle, validité des corrections; emploi d'un montage adaptateur, adaptateurs plus performants; mesures des tensions continues au voltmètre électronique; mesures des intensités continues, intensités extrêmes.

15-2. — Cas des grandeurs alternatives 288
Le problème de la forme d'onde.

15-3. — Mesures des résistances et impédances 291
Mesures des résistances au contrôleur universel; mesures d'impédances; mesure de l'impédance interne des sources, mesure des capacités.

Chapitre 16. — **Étude des formes d'ondes** **296**

16-1. — Emploi de l'oscilloscope. 296
détermination des caractéristiques de l'oscilloscope; détermination de la résistance d'entrée; détermination de la capacité d'entrée; vérification des linéarités horizontale et verticale.
Réglage de l'oscilloscope : La sonde passive, le commutateur « AC-DC »; le réglage progressif de gain; le réglage progressif de vitesse de balayage; l'inversion du sens du gain Y; la prise de masse; les étalonnages.
Les relevés eux-mêmes et leur interprétation; photographie des oscillogrammes.

16-2. — Étude des formes d'ondes sans oscilloscope 309
Cas des tensions sinusoïdales : le distorsiomètre, l'analyseur panoramique; analyse de la linéarité d'un amplificateur; l'intermodulation.
Cas des signaux rectangulaires.

Chapitre 17. — **Mesures des fréquences et des durées** **316**

17-1. — Les mesures de fréquence 316
Méthodes analogiques; méthodes par comptage; la mise en forme; l'horloge; la commande de la porte; cadencement; affichage; extension des possibilités; appareils en circuits intégrés; extension en fréquence.

17-2. — Les mesures de durée 322
Méthodes analogiques; méthodes par comptage; commande unique « start-stop »; mesure de la durée haute d'un signal répétitif;
recommandation générale pour la mesure des durées.

Chapitre 18. — **Mesures de phase** **328**

18-1. — Cas de deux tensions sinusoïdales 328
Mesures de phase par comparaison de traces; le déphaseur progressif; emploi des déphaseurs progressifs; transformation sinusoïde-carré.

18-2. — Cas de tensions en signaux carrés 336

Chapitre 19. — **Mesures diverses** **338**

19-1. — Vérification d'un transistor « en place » 338

19-2. — Vérification « en place » d'un amplificateur opérationnel . . . 339

19-3. — Envoi de signaux logiques. 341

19-4. — Recherche des courts-circuits 342

19-5. — Utilisation de témoins logiques 343

19-6. — Les manœuvres dangereuses 344
Les points fragiles; les dangers de l'électrostatique; le danger des « masses »; cas des circuits MOS.

Conclusion **348**

Table des matières **349**

EXTRAIT DU CATALOGUE DES EDITIONS RADIO

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL (principes et applications), par **R. Damaye** — Leur constitution ; le problème du bruit ; les montages fondamentaux. Circuits auxilaires ; compensation en fréquence ; mesures caractéristiques. Circuits de calcul analogique ; filtres actifs ; conseils pratiques et applications diverses.
320 pages, format 16 x 24 (2ème édition)

FILTRES ACTIFS, par **P. Bildstein** — La première partie de ce livre expose la théorie moderne du filtrage et la technique des filtres actifs. Avec la seconde partie, le lecteur non spécialiste pourra réaliser sans calcul le filtre actif dont il a besoin, en consultant les tableaux, courbes et abaques.
256 pages, format 16 x 24 (2ème édition)

CIRCUITS HYBRIDES A COUCHES MINCES ET COUCHES EPAISSES, par **H. Lilen** — Le domaine de la microélectronique hybride, techniques employées conception et applications.
200 pages, format 16 x 24

TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP, par **J.-P. Oehmichen** — Ces semi-conducteurs, dont le principe est connu depuis plusieurs années, prennent chaque jour une importance plus grande dans les applications de l'électronique.
264 pages, format 16 x 24 (3ème édition)

MANUEL DES CIRCUITS INTEGRES ANALOGIQUES, Collection Texas — Conception, réalisation et emploi des circuits intégrés analogiques.
392 pages, format 15,5 x 22

THYRISTORS ET TRIACS, par **H. Lilen** — Principes et applications des thyristors, triacs, diacs, S.B.S. photothyristors, etc, avec schémas d'applications.
304 pages, format 16 x 24 (4ème édition)

REPERTOIRE MONDIAL DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMPS JFET et MOS, par **E. Touret** et **H. Lilen** — Toutes les caractéristiques pour identifier, sélectionner, substituer.
96 pages, format 21 x 29,7

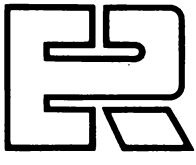
MONTAGES CIRCUITS INTEGRES, ELECTRONIQUES - RADIO - T.V. - FI-HI de **H. Schreiber.** D'une présentation analogue à Radio Tubes, ce livre propose les circuits typiques des circuits intégrés de grande diffusion.
128 pages, format 20 x 13,5

TECHNIQUE ET APPLICATIONS DES TRANSISTORS, par **H. Schreiber** — Propriétés, fonctionnement, mesure et utilisations des divers types de semi-conducteurs.
368 pages, format 16 x 24 (8ème édition)

EMPLOI RATIONNEL DES CIRCUITS INTEGRES, par **J.-P. Oehmichen** — Structures, circuits logiques, mémoires, comptage binaire et décimal, emploi des circuits intégrés ; amplificateurs opérationnels, comparateurs, amplificateurs et stabilisateurs de tension intégrés ; évolution probable.
512 pages, format 16 x 24 (3ème édition)

EMPLOI RATIONNEL DES TRANSISTORS, par **J.-P. Oehmichen** — Livre de base traitant de toutes les applications des semi-conducteurs dans les différents secteurs de l'électronique.
384 pages, format 16 x 24 (4ème édition).

ENVOI DE NOTRE CATALOGUE SUR DEMANDE



Editions Radio

9, RUE JACOB - 75006 PARIS

SIGNAUX ET CIRCUITS ELECTRONIQUES

Avec ce livre, J.-P. OEHMICHEN apporte à l'électronique un outil pratique où sont décrits des circuits entièrement réalisables, complétés d'exemples numériques.

Trois parties essentielles correspondent aux trois préoccupations fondamentales de tout réalisateur de circuits électroniques :

- **La production des signaux : du continu jusqu'au signal le plus complexe.**
- **La transformation de ces signaux : de la simple amplification jusqu'aux traitements les plus élaborés.**
- **La recherche de leur nature et de leur qualité : leur identification et leur mesure.**

Un traité complet sur *la théorie et la pratique de l'électronique appliquée.*

ISBN 2 7091 0784 8

EDITIONS RADIO